

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2002-176034

(P2002-176034A)

(43) 公開日 平成14年6月21日 (2002.6.21)

|                           |      |                |             |
|---------------------------|------|----------------|-------------|
| (51) Int.Cl. <sup>7</sup> | 識別記号 | F I            | テーマコード(参考)  |
| H 0 1 L 21/3065           |      | H 0 5 H 1/00   | A 5 F 0 0 4 |
| H 0 5 H 1/00              |      | H 0 1 L 21/302 | C           |

審査請求 未請求 請求項の数7 書面 (全 32 頁)

(21) 出願番号 特願2000-404031(P2000-404031)

(22) 出願日 平成12年12月8日(2000.12.8)

(71) 出願人 593221613

藤野 好夫

東京都青梅市本町205番地の3

(72) 発明者 藤野 好夫

東京都青梅市本町205番地の3

Fターム(参考) 5F004 AA16 BA04 BB32 CA03 CB07

(54) 【発明の名称】 プラズマエッチングにおける異常放電自動防止装置

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 半導体製品製造時、プラズマエッチング工程で発生する異常放電による被害を自動的に防止する。

【解決手段】 本来安定な正常グロー放電中で行われるべきプラズマエッチングが、一部領域の放電不安定に起因する異常放電が端緒となり、これがアーク放電に成長するのを妨げるため、異常放電の前兆信号を検出し、初期段階の中に高周波電力を一時的に瞬断、或は減少せしめてアーク放電による熱的被害を阻止しようとするものである。この手段を実現するために、プラズマ形成に不可欠なインピーダンス整合装置を高周波電力制御スイッチに一時的に転用する技術を開発し、更にこの電力スイッチを無接点化するためにトロイダルコアを使用した補助的制御スイッチ機構を組合わせた。

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】プラズマエッチングにおいて、インピーダンス整合装置出力端子上に出現するパルス状電圧変動を、プラズマ中の異常放電現象発生信号と認知し、このパルス状電圧の変動開始初期値を検出し、その時間的位置を基準とするスイッチングパルスを作成する一方、別に設けた補助制御スイッチによって、インピーダンス整合装置出力端子線に、任意の外部インピーダンスを一時的に並列に挿入することにより、整合回路の合成インピーダンスが急変し、現在の整合状態が瞬時に不整合化される原理により、インピーダンス整合装置を等価的に高周波電力制御スイッチとして使用し、前記異常放電の形態が最終的にアーク放電に移行する時間経過以前に、前記スイッチングパルスのタイミングに応じた補助制御スイッチの動作で、一時的にプラズマの勢力を消失、或は減衰させ、異常放電現象の増大化を阻止する方式の異常放電自動防止装置。

【請求項2】高周波電力制御スイッチに関し、それぞれに発生する磁束が鎖交しないように、トロイダルコアに高周波コイルと直流励磁コイルを巻き、直流励磁コイルの直流電流を増大して行くと、トロイダルコアの透磁率 $\mu$ の低下に伴い、高周波コイルの自己インダクタンス $L$ が減少して行き、最終的に飽和段階に到るトロイダルコア固有の特性を利用する一方、この $L$ とコンデンサ $C$ で直列共振回路を形成し、これをインピーダンス整合回路を構成するリアクタンス回路網の任意のリアクタンス素子に付加させると、直列共振回路特有の大きなインピーダンス変化に伴って整合状態が不整合化される特性を利用して、トロイダルコアの直流励磁電流の制御によってインピーダンス整合装置を等価的に無接点スイッチ化した高周波電力制御スイッチ。

【請求項3】プラズマエッチングに使用されるインピーダンス整合装置に関し、インピーダンス整合装置出力端子に出現するパルス状電圧変動を異常放電現象発生信号と認知し、そのパルス状電圧変動の初期値を検出し、この時間的位置を基準とするスイッチングパルスを作成する一方、インピーダンス整合回路を構成する複数の任意のリアクタンス素子に任意の外部インピーダンスを付加すると、整合回路が瞬時に不整合化される原理に基づき、インピーダンス整合回路を等価的に高周波電力制御スイッチとして使用し、前記異常放電の形態が最終的にアーク放電に移行する時間経過以前に前記スイッチングパルスのタイミングに応じた補助制御スイッチの作用で、一時的に伝送電力を停止或は減衰させ、プラズマ中の異常放電現象増大化を阻止する方式の異常放電自動防止機能を内装したインピーダンス整合装置。

【請求項4】プラズマエッチングに関し、インピーダンス整合装置入力端子から反射されるパルス状電圧変動をプラズマ中の異常放電現象発生信号と認知し、このパルス状電圧変動の初期値を検出し、この時間的位置を基準

とするスイッチングパルスを作成する一方、このパルスにより制御されるトランジスタスイッチで、高周波電源を構成する任意の高周波信号回路を短絡させることにより、高周波出力電力をスイッチングさせる手段を用いて、前記異常放電の形態が最終的にアーク放電に移行する時間経過以前にプラズマに供給する高周波出力電力を一時的に停止、或は減少させて、異常放電現象の増大化を阻止する方式の異常放電自動防止装置。

【請求項5】プラズマエッチングに使用される高周波電源に関し、その出力端子に出現するパルス状電圧変動をインピーダンス整合装置入力端子から反射された負荷プラズマに起因する異常放電現象発生信号と認知し、そのパルス状電圧変動初期値を検出し、この時間的位置を基準とするスイッチングパルスを作成する一方、このパルスタイミングで制御された電子スイッチにより、任意の高周波信号回路をスイッチングし、前記異常放電の形態が最終的にアーク放電に移行する時間経過以前に高周波出力電力を一時的に停止、或は減衰させて負荷の異常放電現象増大化を阻止する方式の異常放電自動防止機能を内装した高周波電源装置。

【請求項6】プラズマエッチングにおいて、インピーダンス整合装置出力端子に出現するパルス状電圧変動をプラズマ中の異常放電現象発生信号と認知し、このパルス状電圧変動開始初期値を検出し、その時間的位置を基準とするスイッチングパルスを作成する一方、このパルスで制御されるトランジスタスイッチで高周波電源を構成する任意の高周波信号回路を短絡することにより、高周波出力電力をスイッチングさせる手段を用いて、前記異常放電の形態が最終的にアーク放電に移行する時間経過以前にプラズマに供給する高周波出力電力を一時的に停止、或は減衰させてプラズマ中の異常放電現象増大化を阻止する方式の異常放電自動防止装置。

【請求項7】プラズマエッチングに関し、プラズマ中の異常放電現象増大化を阻止する目的で、異常放電発生初期値にタイミングを合わせて、プラズマの勢力を消失、或は減少せしめて異常放電発生による被害を防止する本発明の主旨を実施する際、プラズマ瞬断後の再放電を容易にするため、完全にプラズマを消失させず、実験的に調整された微弱な放電を継続的に発生させておくことを特徴とする異常放電自動防止装置。

## 【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明の利用分野は、IC、LED、液晶、その他各種半導体の製造に広く用いられるプラズマエッチングに関するものである。

【0002】

【従来の技術】従来、プラズマエッチングは

【図1】に示すように、エッチング加工を行う反応室CH、プラズマ発生電気エネルギー供給源である高周波電源RFG、高周波電力を最高効率でプラズマに伝送する

ためのインピーダンス整合装置MNの基本的に3種類の装置を使用する系で行われる。全体のシステムは、コンピュータCOMPで管理され、全自動化による高効率な生産が行われている。本発明に関連する装置の動作を

【図1】を用いて、以下簡単に説明する。反応室CHの入力端子P<sub>4</sub>にインピーダンス整合装置MNの出力端子P<sub>3</sub>を接続し、このMNの入力端子P<sub>2</sub>に高周波電源RFGの出力端子P<sub>1</sub>を同軸ケーブル1で接続する。反応室CH内の下部放電電極9上に加工物8を置き、気密扉6で槽3を密閉後、排気管にコック11で真空排気した後、反応ガス4が一定圧力で封入される。この状態で高周波電源がONされると

【図5】に示すようにt<sub>ON</sub>点でスタートした放電電圧V<sub>P</sub>は上下電極5、9間で放電が開始するまで上昇を続け、5、9間でグロー放電を開始し、プラズマ7が形成されると同時にV<sub>P</sub>が一定レベルE<sub>P</sub>に低下する。この時のV<sub>P</sub>の最大値がE<sub>PK</sub>である。一定放電が開始すると、インピーダンス整合装置MNは形成されたプラズマのインピーダンスZ<sub>c</sub>とインピーダンス整合装置の出力インピーダンスZ<sub>n</sub>が整合するように、MNに内蔵された反射波検出器RFDの出力で反応するモータ制御回路MCCで駆動されたモーターM<sub>1</sub>、M<sub>2</sub>でバリコンVC<sub>1</sub>、VC<sub>2</sub>を調整し、チューニング操作を行う。この操作が行われている期間は放電電圧は不安定で変動が大きく、この立ち上げ期間の終了点を

【図5】のt<sub>s</sub>で示した。このインピーダンス整合操作は、高周波回路特有の性質であって、整合が取れないと高周波電力は整合点で反射され負荷のプラズマに充分伝送されないし、場合によってはプラズマの発生が不可能になる。従って、整合装置はプラズマ形成上不可欠な装置である。以後、プラズマエッチングは高周波電源RFGのOFF即ちt<sub>OFF</sub>点まで進行して行くが、詳細な説明は省略する。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】プラズマエッチングは加工品の種類に関係なく

【図1】に示した装置系列で行われるのが普通である。このような系で加工した場合の最大の問題は、局部的アーク放電の突発的発生で、加工品の一部が熱的破壊を受け、不良品が多発することである。これら加工品は当然、究極的微小構造を有するものが多く、その製造条件はデリケートであり、ましてこれら異常放電発生機構は必ずしも解明されていない現状で、単に品質管理のみに頼っていたのでは、この種の不良発生を防止できないのは明らかと言えよう。特に問題なのは、不良発生の被害状況が最終検査工程に到らなければ判明しないことである。コンピュータによる生産効率化が裏目に出て知らないうちに不良品が山積しても最終検査を待たなければ確認できないのである。いや最終検査で分かってもすでに手遅れなのであって、これでは単に不良発生の事実が確

認されたに他ならないのである。このような事態にならざるを得ない理由は

【図1】の系が事故発生に対して自動的抑止能力を備えていないためである。本発明の課題はこのような問題を解決するため自動的事故防止機能を系に与え、アーク放電等の異常放電に起因する不良発生を積極的に抑制しようとすることである。

【0004】

【発明を解決するための手段】本発明の要旨は、プラズマエッチングにおいて、アーク放電の瑞緒とみられる放電電極上の異常放電信号を検出し、この信号の原因となった放電形態が時間の推移と共にアーク放電に移行する以前に、プラズマ形成のエネルギーである高周波供給電力を極めて短時間遮断或は減衰せしめて、加工作業自体に影響を与えることなく、局部的アーク放電に起因する不良発生を防止する装置の構成に関するものである。この目的を達成するための技術的諸問題は複雑多岐にわたり、解決は簡単ではない。従って、本明細書では、本発明の根幹である異常放電信号の本質およびその判定について検証し、次いで各自解決手段を次の6項目について順次詳述して行くのが適当と思われる。

- 4-1 異常放電波形の生成
  - 4-2 異常放電信号の検出と判別
  - 4-3 制御信号の作成
  - 4-4 高周波電力のスイッチング
  - 4-5 再放電に関する検討
  - 4-6 制御スイッチの構成
- 以上の解決手段について次の

【作用】の項で逐次詳述する。

【0005】

【作用】4-1 異常放電波形の生成

放電理論によれば、放電現象は、一般にコロナ、正常グロー、異常グロー、火花、およびアークの各形態に大別され、プラズマ放電加工はその中の安定な正常グロー放電領域で行われる。各形態の電流密度は後者ほど大きく局部的に集中し、放電状態の維持は不安定となる。従って、アーク放電を生じると加工中の材料は局部的に重大な熱的破壊を受けることになる。勿論、アーク放電と一口で言っても、放電電圧その他の条件で、その大きさに程度の差を生じるので、説明の都合上、本明細書では1個のアーク放電でプラズマ自体が一時的に消失する程度の比較的大規模のものについて、説明することにする。ここで便宜上、電極の印加電圧を電極電流で除した量、即ちプラズマインピーダンスなる量を定義すれば、この値はアーク放電において極めて小さく前者になるほど大きい。

【図8】は

【図1】の反応室CH内において、プラズマ7の発生している部分の拡大図である。但し、ここでは上部電極5を正面図で省略した。ここで下部電極9の総面積Sをn

個の微小面積 $\Delta S_n$ に分割したと考える。電極間距離を $d$ とすればプラズマ内には

【図8】の平面図に示すように、 $\Delta S \cdot d$ の体積の微細なプラズマ体が上下電極5、9間の電気力線と平行に存在していると見なせる。即ち、プラズマの全体積は $\Delta S_n \cdot d$ であり、プラズマは対面に微小面積の導体電極を持ち、互いに平行に整列した無数の独立のプラズマ柱の集合体を見なすことができる。このように考えると、プラズマ内のどの部分にどのような微小局部放電を生じて、必ず微細プラズマ柱の内部で放電していることになり、その捕捉が可能であると言える。この現象が異常放電信号生成の原因である。今、この1個毎の微細プラズマ柱のインピーダンスを $\Delta Z$ とすれば、プラズマ全体のプラズマインピーダンス $Z_c$ は

【図9】の等価回路に示すように $\Delta Z_n$ 個のインピーダンスの並列合成値となる。ここで着目すべきは並列の言葉の示す意味であって、並列接続の場合、その構成要素1個の値で全体の値が支配されてしまう特徴があることである。極端な場合、或る部分の1個の $\Delta Z$ が0オームであれば他の残りの $\Delta Z$ がどのような値であっても、その並列合成インピーダンスは0オームである。この傾向は $\Delta Z$ が0オームに近いほど大きく、この性質を使うことにより、アーク放電のような極めてインピーダンスの低い放電と、これが比較的高い他の放電形態とを判別することができるのである。

#### 4-2 異常放電信号の検出と判別

本発明の電圧検出器の具体例を

【図10】に示す。 $R_1$ 、 $R_2$ で抵抗分圧器を構成し、検出点である $P_8$ 点の高周波高電圧をICレベルに降圧する。 $R_1$ は通常1M $\Omega$ 以上の高抵抗を使用するからプラズマの状態に無関係である。 $C_1$ はパルス状電圧を検出するための微小容量のスピードアップコンデンサで、整合器CHの動作に影響を及ぼすことはない。高周波チョークCHLと $C_2$ でローパスフィルタを構成し、高周波成分を減衰させる。 $C_3$ 、 $R_3$ は微分回路で信号の急速な変化分のみを通過させる一方、ゆるやかな電圧レベルの変動には不感であるから、作業の終点検出等のシステムの基本動作には全く影響を与えない特徴がある。

【図5】は、

【図1】の $P_4$ 点に

【図10】の分圧器入力 $P_8$ 点を接続し、分圧点a点の電圧信号をデジタルオシロスコープを用いて長時間記録した例を模式的に画いたものである。ただし、これはそれぞれ独立した波形を便宜上一つにまとめたもので、波形相互の関係はない。データは放電電圧（正極性尖頭値電圧） $V_P$ および直流電圧 $V_D$ の2種類とし、期間は高周波電力印加時 $t_{ON}$ と停止時 $t_{OFF}$ にわたって行った。このようにして観測すると曲線上に幅の狭いパルス上の電圧変動が時々発見される。この中、 $t_1$ 、 $t_2$ 、 $t_3$ 、 $t_4$ におけるパルス状波形を異常放電波形とみな

すこととする。 $t_{N1}$ 、 $t_{N2}$ 、 $t_{N3}$ の波形は比較のためノイズ波形を例示した。放電電圧 $V_P$ は高周波電圧の正の半サイクルを検波したものをを用いて表し、正極性尖頭値波形のエンベロープに相当する。一方、 $V_D$ は $V_P$ と同一点に発生する直流電圧である。一般に、高周波電圧は正負対称の正弦波であるから、直流電圧の発生する余地はないが、高周波放電の場合は放電電極に通常、負の極性の直流電圧が必ず誘起される。この理由は主として、イオンと電子の質量の相違、移動度の大小、プラズマの電気的非直線性、電極間空間電荷の分布状態、高調波含有率、等のプラズマ構成物質の純物理的性質及び基本的特性に起因するものである。従って $V_D$ の値はその時点でのプラズマの放電状態の結果を集約した値が示されていると言って良い。もし、 $V_D$ が0ボルトならばプラズマは消失しているものであり、多少なりとも電圧が検出されれば、弱いプラズマが残存していることを示すものである。本発明はこの特異性に着目し、直流電圧 $V_D$ の観測によって異常放電信号を検出する手段を採用した。勿論、正極性尖頭値電圧 $V_P$ 、負極性尖頭電圧 $-V_P$ 、および尖頭値電圧 $V_{P-P}$ も、その放電インピーダンスの変動によって同時に変動するので、これ等も異常放電信号検出の目的で使用するすることができる。

【図5】で $t_1$ 、 $t_2$ 、 $t_3$ における3個のパルスは、振幅の大小はあるものの $V_P$ 、 $V_D$ 共0ボルトのレベルに達していないが、 $t_4$ のもののみが最大振幅で0ボルトに到達しているのが判る。この場合、次のように判定できる。 $t_4$ のパルスの $V_D$ が0ボルトレベルに到達したことは、プラズマ自体が一瞬消失したことの証拠である。即ち、アーク放電によってプラズマが局部的に短絡されたのである。 $t_1$ 、 $t_2$ 、 $t_3$ におけるパルスはアーク以外の放電形態によって、プラズマの一部領域が局部放電したものと考えられる。この場合、放電インピーダンスがアークの場合に比較して高いので、全体のプラズマが消失するほどの影響を受けていない。この中、 $t_3$ の最も振幅が大きくアーク放電に近いものは、例えば花火放電であり、品質上やや危険を伴うものと判断される。 $t_1$ 、 $t_2$ のものは、プラズマの一部が多分、異常グロー放電領域に移行した程度で、製品不良の恐れはないものと推定される。この検出方法によればこのように異常放電信号の振幅を見て、異常放電状態のおよその見当がつけられる利点がある。次に、グロー放電が放電現象の最終形態であるアーク放電に移行するまでの時間について考えよう。一般に雷波形のような初期エネルギーの極めて大きい衝撃電圧の場合は、他の放電形態を採ることなく、いきなりアーク放電になってしまうことは従来良く知られている。このような場合、本発明の方式では全く対応できないことは明らかである。しかし前述のごとく、プラズマエッチングでの異常放電は、エネルギーの小さい、静かで安定なグロー放電を利用して加工作業を行う途中で、その一部の領域が何等かの不安定要因で小

規模な異常放電に変わるものであり、この時、種々の放電形態をとりつつ順次アーク放電に移行して行くものであるから、これには当然時間を要するのである。この理由は

【図 5】において、各種の放電形態が検出されることで証明できる。なぜなら、もし、アーク放電に到る時間的余裕がないのであれば、

【図 5】で検出されるすべての  $V_D$  上の異常放電信号は  $t_4$  の場合のように、すべて 0 ボルトレベルに到達している筈であるからである。このように考えると、異常放電がアーク放電に移行するまでの時間経過を有効に活用しようとする本発明の要旨は、その適用範囲において十分に実用的であるものと言えよう。以上の考察により、次の各項に示す結論が得られた。

4-2-1 伝送線路上のパルス状電圧変動を常時監視することにより異常放電の発生を検知できる。

4-2-2 どのように微弱な異常放電でもパルス状電圧変動の形で検出できる。

4-2-3 異常放電信号の振幅の大きいものほどアーク放電に近い放電形態である。

4-2-4 異常放電信号の尖頭値が 0 ボルトのレベルに到達していないものは、アーク放電に達する以前の放電形態であって、製品は良品となる確率が高い。

4-2-5 異常放電信号の尖頭値が 0 ボルトのレベルになったものは、局部的にアーク放電を生じた証拠であり、製品はほとんど不良になる。

4-2-6 4-2-5 項の結果はプラズマ自体が消失したことを意味する。4-2-7 正常グロー放電がアーク放電に移行するには、それなりの時間を要する。

以上、異常放電信号の発生、その検出方法及び判定について検証した。ここでは異常放電信号の検出点を

【図 1】の  $P_4$  点としたが、実はこれに限定されるものではなく、高周波電力伝送線路上ならば  $P_1$ 、 $P_2$  点等、どこでも同様に検出可能である。異常放電によるプラズマインピーダンスの急変は、電圧反射波となって伝送線路全体に及ぶからである。

#### 4-3 制御信号の作成

次に、上述の検証に基づいて、補足された異常電圧信号によって、高周波電力をスイッチングするための制御パルスを作成する必要があるので、この代表的回路と動作を以下に説明する。

【図 10】の分圧回路の出力  $P_9$  を  $P_{10}$  点のコンパレータ入力に接続する。この場合、

【図 10】の  $C_3$  で直流成分がカットされるので、 $P_7$  点の  $V_D$  の負信号は接地レベルにレベルシフトされ、異常電圧信号は 0 ボルトから  $V_D$  に立上る電圧パルスに変換される。

【図 3】は

【図 5】の  $t_2$  及び  $t_4$  附近の時間軸を部分的に拡大したものである。

【図 3】の  $V_D$  曲線上の異常放電信号を上述の【図 10】と

【図 11】の組み合わせ回路で検出する。 $VR_1$  によって基準電圧を  $E_s$  に設定すると、 $U_1$  のコンパレータ  $P_9$  点の入力電圧が  $E_s$  に達した瞬間、 $U_1$  の出力は負極性領域から正極性しきい値以上に立ち上がる。この点が

【図 3】の  $P_a$ 、 $P_b$  点で、この時点が  $t_a$ 、 $t_b$  である。この立ち上がりパルスで、 $U_1$  の出力とダイオード  $D_1$  で結合されたモノステーブル・マルチバイブレータ  $U_2$  の A 端子入力をトリガーする。A 端子入力は反対に立ち上がりパルスではトリガーできない特性があるので、プラズマが一瞬消失あるいは減衰後、回復した瞬間に生じる立ち上がりの電圧変動には不感であるから、動作上の混乱は生じない。ここで、ダイオード  $U_1$  はモノステーブルマルチバイブレータの入力電圧が負になるのを禁止する目的で挿入されている。 $U_1$  がトリガーされると

【図 4】に示すように、モノステーブルマルチバイブレータの Q 端子の出力電圧  $V_Q$  は  $t_Q$  の時間だけ H レベルを保つ。 $t_Q$  は  $VR_1$  で任意に設定できるが、 $t_Q$  の期間だけプラズマが消失、或は減衰する動作を行うので、異常放電信号の補足率、等を考えると、これをあまり大きく採っても無意味であり、得策とはいえない。ここでは、アナログ回路で行う基本的動作について述べたが、他の適当な方法を用いても良く、 $U_1$  は片電源用 IC を用いても差し支えない。信号レベルの非常に低い微小放電を検出する必要がある時は、コンパレータ  $U_1$  に入る信号を別の OP アンプで増幅しても良く、この場合、特性上の厳密さを要求されないので技術的に容易である。

#### 4-4 高周波電力のスイッチング

一般に数 100 W 以上の高周波電力の高速スイッチングは、技術的に非常に困難を伴うものである。例えば有接点スイッチの場合は、接点間耐電圧、伝送インピーダンスの急変による電力の反射、大型化による動作の時間遅れ、電流の増大に伴う接点材質の検討等、無接点スイッチの場合は高速化は可能であろうが、使用可能上限周波数の制限、耐電圧および電流容量の不足、半導体素子の信頼性、半導体素子にみられる単方向性の双方向性化の技術的解決、インピーダンス急変による反射の低減化等々、解決すべき難問が山積している。従って従来の常識的な方法、手段では高周波電力の高速スイッチをその都度、当該装置の仕様に合わせて製作することは不可能であると断言せざるを得ない。しかし、本発明ではその主旨からして、この高周波電力の高速スイッチング技術の解決が要求されているのである。この状況に立脚して研究の結果、以上の技術的隘路を開ける技術を開発した。以下その方法について述べる。この高周波電力の高速スイッチングの方法を要約すれば、プラズマ形成に不可欠なインピーダンス整合装置を、見掛け上一個のスイ

ッチとして利用しようとする方法である。これはすでに当該装置に適合しているものを使用するのであるから、電力不足等の新たな問題は全く生じない。インピーダンス整合装置は

【図1】のMNに示すごとく、反応室CHの入力インピーダンス $Z_c$ に対して整合装置MNの出力インピーダンス $Z_n$ が共軛インピーダンスになるように整合回路を構成する複数のリアクタンス素子の中2個のリアクタンスを可変としたものである。この整合条件を満たしている場合は電源より伝送された高周波電力は全て負荷のプラズマに吸収され反射電力は生じないが、もし不整合であれば高周波電力は整合装置で反射され、負荷に到達することができない。この状態の中間に、整合のあいまいな領域が存在し、この場合には100%全反射ではないが多少の電力反射がみられ、その分だけ負荷への供給電力が減少する状態になる。定常状態の時は反射電力が最も少なくなるよう、即ち整合がとれるよう

【図1】のM、 $M_2$  モーターでチューニング操作を行う訳である。整合装置の通過可能最大電力は、構成する素子の大きさと発熱に留意すれば、理論上制限は特になく、一般にKW級以上の電源に多用されている。ここで、上述の整合装置の動作を別の側面から見ると、これはスイッチの動作にほかならないことが判る。即ち、整合状態がスイッチのONであり、この時高周波電力はほぼ100%負荷に供給され、不整合状態がスイッチのOFFに相当し、この時負荷に到達する電力は、全反射により0になるからである。従ってプラズマを消すには単に強制的に整合装置を不整合状態にさせれば良いことになる。整合回路を構成している複数のリアクタンス素子を組合わせた各素子の値は、定常的に現在のプラズマインピーダンス $Z_c$ に整合しているわけであるから、過渡的にどの箇所のリアクタンスが変化したとしても、

【図1】のチューニング用モーターは瞬時には動作できず、この変化は時間遅れなく直ちに不整合状態を作り出す。従って任意の一個のリアクタンスを目的の不整合の程度に応じた値だけ一時的に瞬時に変化させてやれば本発明の手段としての高速高周波電力スイッチを実現できるわけである。具体的原理を

【図12】に示す。これは、 $VC_1$ 、 $LS$ 、 $VC_2$ 、 $C_p$ の4個のリアクタンスより成る整合回路のうち $C_p$ に並列に新たなインピーダンス $Z_x$ を補助スイッチ $Sw$ で並列に付加し、整合条件を一時的に変更する整合器スイッチの一例である。原理的にインピーダンス $Z_x$ はどの部分のリアクタンスに付加しても良く、 $Z_x$ の内訳はキャパシターC、インダクターL、場合によっては抵抗R、或はこの組合せによる回路網を任意に選択できる。要はこれ等素子の付加によって当該素子のリアクタンス合成値が変化でき、現在整合している系が不整合になれば良いわけである。このようにインピーダンス $Z_x$ は実験的に広範囲に設定できるが、通常キャパシターC

を単独で用いるのが適当である。一般にグロー放電の安定化の目的で、整合回路は負荷電流に対して電圧が垂下特性を有しており、負荷に並列にCを挿入する本方式では、この過渡的短絡効果によってもプラズマの勢力減少を期待でき、一石二鳥の効果があるからである。この整合器スイッチはOFF状態の不整合時に生じる大きな反射波で高周波電源を損傷するおそれがあり、一般的な用途には不適当であるが、本発明では原理上OFF時間が極めて短い特徴があるので、特に使用上の制限は必要としない。以上のように、インピーダンス整合装置を一時的に転用するタイプ的高速高周波電力スイッチを実現できた。以下の結論として特徴を列記する。本発明の

【請求項1】、

【請求項2】および

【請求項3】はすべてのこのスイッチを使用することを前提として成立したものである。

(イ) インピーダンス整合装置内部は全く改造の必要がない。

(ロ) ケースMN外の出力端子 $P_3$  或は $P_4$  点の一点で制御できる。

(ハ) 制御できる高周波電力はすでに整合装置の定格電力として決定されているので全く留意する必要がない。

(ニ) 整合装置MN内部の構造、電力、メーカー名等には無関係に適用可能である。

(ホ) 極めて小型のインピーダンス素子でKW級の高周波電力を制御できる。

(ヘ) HF帯の電源周波数の場合、リアクタンス素子のL、Cの値は常識的に $10^{-7} \sim 10^{-5}$  (H)、 $10^{-11} \sim 10^{-10}$  (F) 程度であり、その過渡応答は極めて早く、従って高速である。

(ト) 異常放電信号の検出と高周波電力の制御が同一地点で行なえる。

次に前述の異常放電信号でプラズマを瞬断した場合の効果について説明する。

【図4】は

【図11】のトランジスタスイッチ $Q_s$ の制御電圧 $V_q$ と放電電圧 $V_p$ の関係を示したもので、 $V_q$ が立ち上がってから、 $T_D$ の時間遅れの後 $V_p$ が0ボルトに急落し、プラズマが消失したことが判る。 $T_D$ は高周波電力スイッチの不可避的時間遅れであり、当然これが小さいほうが望ましく、本発明の成否はこの点にあると言って良い。この時、

【図3】においてアーク放電になるはずの $t_4$ の異常放電は、もはやアーク放電になることはできないのである。放電電極に印加されるべき放電電圧 $V_p'$ が、

【図4】の $t_4$ におけるプラズマ消失区間 $t_v$ 内に入る結果、局部的異常放電を継続するエネルギーの供給を断たれてしまうからである。このように本発明の方式では、あるレベル以上のアーク放電はプラズマ内に存在することは不可能であると結論することができる。本発明



を適用したときの総括的結果を

【図 6】に示す。

【図 5】と

【図 6】を比較してみると、 $t_4$  における  $V_P$  と  $V_P'$  の波形が両図とも同一である点で混同しやすいが、この内容は全く異なるのである。即ち、従来の

【図 5】の  $V_P$  の場合は、アーク放電が発生したから、その短絡作用によってプラズマが消失したのであって、

【図 6】の  $V_P'$  の場合はアーク放電になる以前に強制的にプラズマを消したのである。また、前述のごとく、

【図 5】で従来アーク放電になり得ない筈の  $t_1$ 、 $t_2$ 、 $t_3$  における異常放電信号、或は原因不明の  $T_{N3}$  における雑音信号でも感応してプラズマが消失しているのが判る。本発明を採用するにあたって、この性質は本質的になんら不都合を生じるものではない。一般にプラズマエッチング作業は数分間の処理時間を要するのに対し、このプラズマ消失時間は一回当たり 0.05 秒程度であり、その時間比は 1 万分の 2 程度であるから、作業上の時間的損失は無視して良い。それよりも、原因不明のノイズを含め、疑義を有する全ての異常信号に対し、応答した方が本発明の主旨から見て得策といえるのである。更に必要ならば前述のように、異常放電信号を増幅して使用することも考えられる。これはあくまでも実験的に決定すべき事項であるが、プラズマを消失できない程度の小規模アーク放電対策として有効であろう。本発明がプラズマエッチング作業に何等影響をおよぼさない理由は以上述べたように時間的損失が少ないからである。

#### 4-5 再放電に関する検討

次にプラズマが損失したのち

【図 4】の  $t_v$  秒後、プラズマを回復させる問題について考察する。放電瞬断後の再放電は、

【図 5】 $t_s$  区間に示した初期状態での放電開始と比較すれば次の如き特殊性がある。即ち、放電停止時の負荷インピーダンスの急変に対し、

【図 1】の整合用モーター  $M_1$ 、 $M_2$  は瞬時には機械的に追従できず、寸前の整合状態をそのまま維持していること。ガス系の圧力その他は全く不変であること。放電開始の瑞緒となるべきイオン、電子が充満していること。また、放電持続に充分な電気エネルギーが直前の値を保持していること。等である。このため瞬断直後の再放電は比較的容易に行われる。なお、一步進めて

【図 7】は  $V_P''$  のレベルを

【図 6】の如く 0 ボルトレベルに落さず、すべて  $E_B$  ボルトに低下せしめたものである。 $E_B$  ボルトのレベルではグロー放電からアーク放電に移行できるだけの電気エネルギーはもはや有しないが、微弱なグロー放電と継続できる程度の電気エネルギーは保持している状態である。この状態を実現する方法は

【図 12】の原理図において、実験的にこの状態になる

ようにインピーダンス  $Z_x$  を決定すれば良く、比較的容易に行なえる。このように放電を完全に停止せず弱い放電を継続させる場合は、何の支障もなく直ちに元のパワーのプラズマに復帰できるので、特に放電開始が困難な反応ガスの組成、圧力等の加工条件下においては、極めて有効な方式といえよう。

#### 4-6 制御スイッチの構成

4-4 項で整合装置を何等改造することなく負荷全電流を ON、OFF できる高周波大電力スイッチが実現されたが、実用的にはこの整合装置を操作するための制御スイッチが必要である。制御スイッチには僅かの電力しか消費されないのが、電流容量は小さくても良いが、高電圧の高周波電圧が印加され、しかも高速度が要求されるので技術的には高度のレベルが要求される。この構成は本発明の適用の成否に関わる重要課題といって良い。

【図 2】における制御スイッチ  $Sw$  は小型パワーリレーを用いたもので、比較的小規模の装置に適したものである。一般に小型パワーリレー 1 個の定格は動作時間数 msec、接点耐圧数 KV、接点電流 20 A 程度のものが入手でき、本発明の目的に適合する場合が多い。有接点であるから無極性であり、高周波でも使用可能なほど形状が小さい。

【図 13】に示したものは、複数個の小型パワーリレーの接点  $Sw_1 \sim Sw_n$  を直列に、各励磁コイル  $L_{k1} \sim L_{kn}$  を並列に接続し、規模を増大させたものである。このようにすると、全体の動作速度は 1 個の場合と同等で、接点耐圧は直列個数の倍数に増大する。リレーを使用する場合、この方式が本発明の目的に最も適合すると思われる。

【図 14】のものは制御スイッチとして  $Q_{s1}$  と  $Q_{s2}$  のトランジスタを使用し、無極性化した例である。トランジスタスイッチの場合、動作速度は早い、1 個のみでは当然電流の極性が現れ、リアクタンス負荷の制御上一般に不都合であるので、ここでは npn、pnp の 2 種のトランジスタ  $Q_{s1}$ 、 $Q_{s2}$  を並列に接続し、各々のベース電流のタイミング調整のためコンパレータ  $U_3$ 、 $U_4$  でマルチバイブレータの Q 出力信号を処理している。 $Q_{s1}$  と  $Q_{s2}$  の逆方向耐圧を向上させる目的で各コレクターにはダイオード  $O_5$ 、 $O_6$  が挿入されている。しかし、効率に無関係に効果を得られれば良い場合は、前述の双方向性は無視して、トランジスタ 1 回路のみでも動作は期待できるものである。いずれにしても、高電圧の高周波回路が対象であるのでトランジスタ本体の規格上の制約からトランジスタの使用が困難な場合がある。

【図 18】のものは本発明において採用された新しい方式で

【請求項 2】で特許請求したものである、この方式の制御スイッチについて以下に詳述する。

【図 15】の原理図において、この方式は制御スイッチ

として、トロイダルコアTを使用した可変インダクタンス素子による無接点スイッチを実現させたものである。トロイダルコアTに巻かれた高周波用コイル $N_F$ と直流励磁コイルNとは互いに鎖交していないことが構成の必要条件である。従って $N_F$ で生じた高周波磁束ではNに電圧を誘起せず、逆にNで生じる磁束では $N_F$ に誘起電圧を生じない。ここで可変抵抗器Rで直流電流Iを増加していくと、IとNの巻数で決まる磁化の強さHアンペアターン(AT)の増大に伴ってトロイダルコアTの透磁率 $\mu$ は減少していき、Tの材質固有の特性により、直流磁束が飽和すると、透磁率 $\mu$ は最小となる。この過程で高周波コイル $N_F$ の自己インダクタンスLは $\mu$ に比例して減少していき

【図16】に示すように、直流磁化の強さHによって最大値 $L_{max}$ から最小値 $L_{min}$ にわたり直線的に変化する、また高周波コイル $N_F$ の $Q_L$ は磁化の強さHによってはあまり変化せずほぼ一定に保たれる特徴がある。

【図17】でこの可変インダクタンス素子を制御スイッチとして使用する場合の原理を説明する。 $VC_1$ 、 $VC_2$ 、 $L_S$ および $C_P$ は整合器を構成するリアクタンス回路網である。整合条件を変更させるには上記リアクタンス素子の中、どれを対象にしても良いわけであるが、ここでは $C_P$ と並列にトロイダルコイルのインダクタンスLとコンデンサCの直列回路を挿入する方式を例示した。この場合、LとCの直列共振回路が制御スイッチとして作動する。従って定常状態ではこの直列共振回路は負荷と同等の高周波電圧に耐えなければならないが、直列コンデンサCの値を小さく採り、離調時の直列インピーダンスを大にしておけばこの消費電力は極めて僅かで済み、特に問題はない。この状態で急速にトロイダルコアTの直流励磁電流Iを増加させるとトロイダルコイルLのインダクタンスは $L_{min}$ またはその附近まで急激に減少する。LとCの直列インピーダンスと $C_P$ の合成インピーダンスは当然急変する結果、現在の時点で整合していたリアクタンス回路網は瞬時に不整合状態に陥りスイッチOFFの動作となる。直列インピーダンスの変化を最大に採りたい場合は $L_{min}$ 或はその附近のインダクタンスLと直列コンデンサCで直列共振を起こすように定数を決めてやれば良い。この回路は本質的に $Q_L$ が高いので良好な共振状態が得られる。また、直流励磁回路の有する時定数で励磁操作に時間遅れを生じる場合は動作に影響のない程度の微弱な励磁電流を常時流しておくことで解決できる。このようにトロイダルコイルを整合装置の制御スイッチとして使用した場合、無接点、高信頼性、高速、高耐圧、広い周波数特性、大電力容量、 $Q_L$ 大、大きな耐過負荷性、長寿命等の大きな長所が得られ、本方式の補助スイッチの用途に最適のものである。以上で4-6制御スイッチの構成の項を終わる。これまで解決手段は

【図2】に代表されるように解決するための構成要素一

式をケースSPK内に納め、これを反応室CH、或は整合装置MNに外付けする方式であった。しかし、本発明の手段はこの方式に止まるものではなく原理的に整合装置そのもののケースMN内に構成要素を内装させても成立できるものである。

【図1】において、反応室CHの入力端子 $P_4$ と整合装置MNの出力端子 $P_3$ は同電位であるから異常放電信号の検出点と高周波電力スイッチの制御点を整合装置MNの内部に移しても結果は同じである。このようにすると【図12】の不整合化用外付けインピーダンス素子 $Z_X$ をスイッチSwで付加する位置は、コンデンサ $C_P$ のみならず他のリアクタンス素子の何れについても可能となり、設計の自由度増大による性能向上が見込める利点がある。当然新たなSPKのケースは不要となり利便性も向上する。

【図19】は本発明の異常放電防止機能を付加したインピーダンス整合装置の一例を示したものである。ここでは従来と異なり、制御スイッチを $L_S$ と $VC_2$ の接続点に挿入し、更に制御効果を向上せしめた例を示した。以上、整合装置を高周波電力スイッチとして使用する解決手段について説明した。しかし、本発明の課題解決には、以上のようにいわゆるパワーレベルの高い箇所が高周波電力をスイッチングする方式のみではなく、電力の発生源である高周波電源のプリアンプ回路等、初段回路の極めてパワーレベルの低い箇所でもON、OFF制御しても原理的に何等矛盾するものではないことが判る。このようにパワーレベルの低い箇所が高周波電力をスイッチングする方式について以下説明する。本発明では先ず、異常放電信号の検出を行う必要があるが、異常放電信号は負荷のプラズマインピーダンスの急変に起因するから、このインピーダンス不整合による整合装置からの反射波は、この入力端子 $P_2$ および高周波電源出力端子 $P_1$ に確実に伝達される結果、ここを検出点に選ぶことができる。パワーレベルの低い箇所が高周波電力スイッチングを行う場合の最大の利点は、性能の良いトランジスタスイッチが容易に適用できることで、どのように大きな高周波電力でもその電源のプリアンプレベルのパワーでON、OFFすれば制御可能であるからである。

【図20】は

【図5】の場合と同時に、 $P_2$ に生じた異常放電信号の一例であるが、直流信号 $V_{DC}$ は $VC_2$ で阻止されるから、 $V_G$ の立下りパルスを検出する必要がある。

【図21】は分圧器を含むこの検出回路の一例で、

【図10】との相違は検波用ダイオード $D_d$ で高周波信号正極性半サイクル尖頭値を検波している点である。

【図22】の $U_1$ は立下りパルスを検出するためのコンパレータである。その他の回路構成および動作は

【図10】で詳述したものと同様であるのでここでは省略する。

【図22】のスイッチングトランジスタ $Q_G$ で高周波電



力をON、OFFする場合の制御方式の一例を

【図23】の原理図に示す。これは高周波電源RFGの  
プリアンプ出力を

【図22】のトランジスタスイッチQ<sub>G</sub>で抵抗R<sub>c</sub>を通して  
接地させたものである。Q<sub>G</sub>がONになれば高周波  
信号はR<sub>c</sub>で短絡され、RFGの出力電力はOFFにな  
る、この時の出力電力はR<sub>c</sub>の値で調整できるので

【図7】で述べたような制御は容易である。R<sub>c</sub>の接続  
点はオシレータの出力端子でも良く、実験的に任意の  
箇所に設定すれば良い。

【図24】は上記手段を実用化した実施例である。

【図24】において

【図21】、

【図22】の回路を内装したケースSPK2より導出さ  
れた信号検出用ケーブル15、16をインピーダンス整  
合装置MNの入力端子P<sub>2</sub>へT型同軸コネクタ等で結合  
し、他方SPK2から導出された制御用ケーブル17の  
末端に制御用トランジスタQ<sub>G</sub>を封入したプローブ状金  
属ケースPBの出力端子P<sub>21</sub>は高周波電源内部のプリ  
ント基板上の目標制御点に接続する。この配線は高周波  
信号回路を最短にして動作上の影響をなくすためであ  
る。この方式は前述の例えば

【図2】の場合と異なり、異常放電信号の検出点と高周  
波電力の検出点が別々にならざるを得ず、高周波電源内  
部も小規模の改造を要する点で不利であると言えるが、  
高性能の高周波トランジスタで高速に高周波電力をスイ  
ッチできる点はこれらの不利を補って余りあるものがあ  
る。

【図24】の異常放電信号検出点はインピーダンス整合  
装置MNの入力端子P<sub>2</sub>と高周波電源RFGの出力端子  
P<sub>1</sub>との間に採り、異常放電信号をインピーダンス整合  
装置MNの反射波として捕らえていたが、この検出点は  
前述MNの出力端子P<sub>3</sub>に設定しても良く、この構成で  
【図24】の方式の高周波電力制御を行っても結果は全  
て同様で本発明の主旨に全致するものである。次に、

【図25】は高周波電源RFGのケース内に

【図24】の異常放電防止装置を内装せしめて本発明の  
主旨を実現させたものである。このようにすると外付け  
装置SPK或はSPK2は不要になり利便性は増すのみ  
でなく、内部の回路構成を自由に設計できる自由度も向  
上し、更に性能の向上を期待できるものである。特にア  
ナログスイッチ等の専用電子スイッチを使用できるメリ  
ットは大きい。最後に

【図26】は

【図2】と同様に異常放電信号は、この発生点に、最も  
近い反応室CHの入力端子から直接検出し、高周波電力  
の制御はパワーレベルの極めて低い高周波電源のプリア  
ンプ部で行う主旨で構成されたものである。このように  
すると検出信号はプラズマの直流成分を観察でき、検出  
方法が容易かつ確実の上、高周波電力の制御は高性能の

小型トランジスタ1個で行なえるのでスイッチングが極  
めて早い利点がある。

【0006】

【実施例】

【実施例1】

【請求項1】、

【実施例1】の構成を

【図2】に示した。

【図2】は

10 【図10】に示す分圧器を含む検出回路と

【図11】のコンパレータU<sub>1</sub>、モノステーブルマルチ  
バイブレータU<sub>2</sub>およびトランジスタスイッチQ<sub>s</sub>より  
成る制御回路でリレー接点S<sub>w</sub>をON、OFFし外部イン  
ピーダンス回路Z<sub>x</sub>をインピーダンス整合装置MNの  
リアクタンス回路網に外挿する方法で、インピーダンス  
整合装置MNを高周波電力スイッチとして使用したもの  
である。

【請求項1】の最大の長所は、信号検出と電力制御を同  
時に1箇所の点、例えばP<sub>4</sub>で行なえる点である。

20 【実施例2】

【図13】は

【請求項1】に基づく

【実施例2】を示した構成図である。

【図13】は、

【図2】の例を拡張し、リレーの数を増加させて更に実  
用化させたものである。複数個のリレー接点は直列に接  
続され、接点耐圧は個数倍に増大するが、並列に励磁コ  
イルを接続されたリレー群の動作速度は1個の場合と同  
様であるという特徴を有する。その他の動作は

30 【実施例1】と同様である。

【実施例3】

【図14】は

【請求項1】に関する

【実施例3】を示す構成図である。

【図14】は、

【実施例1】と同様の動作を行うが、有接点リレーをト  
ランジスタスイッチで無接点化したもので、動作の高速  
化と高信頼性の点で有利である。有接点リレーの動作と  
同様の無極性を得るためにNPN、PNPの2種のトラ  
ンジスタで並列に接続し、これを正負双方向共に動作さ  
せるためU<sub>3</sub>、U<sub>4</sub>のコンパレータでそれぞれのベース  
信号を作り出している。

【実施例4】

【請求項2】に基づく実施例を

【実施例4】とし、

【図18】にその構成図を示す。

【図18】は従来リレー、トランジスタ等のスイッチ  
素子と異なり、新しい構想により実現した無接点制御素  
子である。インピーダンス整合装置とスイッチと利用す  
る点は

【図 2】、  
【図 13】、  
【図 14】等

【請求項 1】の場合と同様であるが、その制御スイッチの構成が全く異なるもので、これを

【請求項 2】とした。この方式は、制御スイッチにトロイダルコアを使用し、トロイダルコイルのインダクタンス L とコンデンサ C の直列共振回路を整合装置 MN のリアクタンス回路網の出力に並列に挿入し、別に設けた励磁コイルの直流電流を制御することで L を変化させ、その共振インピーダンスの大きな変化を整合装置不整合化に利用しようとする原理で開発されたものである。

【図 18】は以上の構想をケース SPK に内装したもので、この使用例は

【図 2】と全く同様である。

【実施例 5】

【請求項 3】に基づく実施例を

【実施例 5】とし、その構成を

【図 19】に示した。

【図 19】は

【請求項 1】および

【請求項 2】に示した本発明の構成要素をインピーダンス整合装置 MN のケース内部に内装し、異常放電防止機能付きインピーダンス整合装置として独立させたものである。この

【請求項 3】の方式は、他に付属装置を要しないので利便性が増加する上、設計上内部リアクタンス素子への制御点選択の自由度が増す結果、

【請求項 1】の場合に比べ、更なる性能向上を期待できる利点がある。

【実施例 6】

【請求項 4】に関する実施例を

【実施例 6】とし、

【図 24】にその構成図を示した。

【図 24】は異常放電信号をインピーダンス整合装置よりの反射波として補足するため、その入力端子 P<sub>2</sub> を検出点に選び、ケース SPK 2 とケーブル 15、16 で接続する一方、SPK 2 から導出されたケーブル 17 の先端に制御用トランジスタ Q<sub>c</sub> を封入したプローブ状ケース PB を設け、これを高周波電源 RFG のケース内に延長して出力端子 P<sub>21</sub> 点を電力制御部分に接続したものである。この方式の利点は動作速度が早く制御が容易なことである。

【実施例 7】

【図 25】は

【請求項 5】の実施例を示す構成図である。

【図 25】は本発明の異常放電防止装置の浅構を高周波電源内部に内装せしめたものである。このようにすると他に何等付属装置を要せず、利便性が増大する。また、高周波電源の設計段階でスイッチングの最適回路を併せ

て設計でき、性能の更なる向上を計ることができる。

【実施例 8】

【図 26】は

【請求項 6】の実施例を示す構成図である。これは【請求項 1】の場合と同様に、反応室 CH の入力端子 P<sub>4</sub> 点から異常放電信号を検出するが、高周波電力のスイッチはパワーレベルの低い高周波電源のプリアンプ部分で行う点が

【請求項 1】と異なる方式である。この方式の利点は異常放電信号の検出が確実で、高周波電力のスイッチングが早いことである。

【0007】

【発明の効果】プラズマエッチングにおける従来の事故対策は、膨大な品質管理データに基づく受動的なものであったが、本発明の適用によって、発生兆候が得られた時点で、事故一件毎にその都度 1 : 1 で対応するという、極めて能動的かつ積極的な事故対策効果を初めて得ることができた。本方式では事故発生兆候が無ければ全く動作せず、その動作もパルスの短時間であるので、通常の作業条件に影響を与えることはなかった。殊に、インピーダンス整合装置を高周波電力制御スイッチとして一時的に転用するという画期的効果によって、次のとき大きな利点を得ることができた。即ちこれは本発明の構成要素一式を小型ケースに納めた

【図 18】に示したような独立した商品を開発することができたことである。この商品の使用効果について次に特徴を列記してみる。

(イ) 異常放電信号検出点と高周波電力制御点が同一地点であるから、この商品は 2 本の電線で当該装置に結ぶのみで動作する。

(ロ) プラズマエッチング装置の規模の大小、構造、配線方式、製造者名、定格電力、負荷電流、放電電圧、等には原理的に無関係であり、いかなる場合もほぼ無条件で対応できる。

(ハ) 電池のみの動作も可能で、雑音対策上有利、簡便性大である。

(ニ) 経年変化を生じる要素が少なく、高信頼性を有す。

(ホ) ほとんど無調整で使用できる。

(ヘ) 新たな消費原料を必要としない。

以上に本発明の商品化の一例とその効果を示したが、本発明の採用にあたっての最大の効果は何といってもその経済的効果である。プラズマエッチング装置系列全体の巨大な経済的投資規模に比較すれば、本発明の適用に要する投資費用は無視できるほど小さく、この程度の投資で高価な被加工材料の異常放電による不良発生被害を自動的に、定常的に、継続的に、無意識的に、繰返して、無条件で、確実に、かつ余分な消耗材料を必要とせず、に、救済できるのであるから、本発明の効果は、これに優るものはないといっても過言ではなからう。

【0008】

【図面の簡単な説明】

【図1】 プラズマエッチングの基本装置系統図

【図2】

【実施例1】を示す構成図

【図3】 異常放電信号の拡大説明図

【図4】 スイッチングパルスの動作説明図

【図5】 異常放電信号を示す説明図

【図6】 放電電圧波形を示す説明図

【図7】

【請求項7】に関する説明図

【図8】 放電電極の構造を示す平面図と正面図

【図9】 異常放電信号の成因を示す原理図

【図10】 異常放電信号の検出回路を示す回路図

【図11】 スイッチングパルスの形成回路を示す回路図

【図12】 高周波電力制御スイッチの構成を示す原理図

【図13】

【実施例2】を示す構成図

【図14】

【実施例3】を示す構成図

【図15】

【請求項2】に関する原理図

【図16】

【請求項2】に関する磁気的特性図

【図17】

【請求項2】に関する構成図

【図18】

【実施例4】を示す構成図

【図19】

【請求項3】に関する構成図

【図20】 異常放電信号の反射波を示す説明図

【図21】 異常放電信号の検出回路を示す回路図

【図22】 スイッチングパルスの形成回路を示す回路図

【図23】

【実施例6】の電力制御回路を示す原理図

【図24】

【実施例6】を示す構成図

【図25】

【請求項5】に関する構成図

【図26】

【請求項6】に関する構成図

【符合の説明】

1：同軸ケーブル 2：電極引出線 3：気密槽 4：

反応ガス 5：上部電極

6：蓋 7：プラズマ 8：被加工物 9：下部電力

10：アース線

11：気密コック 12：排気管 13：電線 14：接地用電線

COMP：コンピュータ RFG：高周波電源 MN：インピーダンス整合装置

CH：反応室 RFD：反射波検出器 MCC：モーター制御装置

10 M1、M2：モーター VC1、VC2：バリコン Ls：直列コイル Cp：並列コンデンサ SPK：ケース Zc：プラズマインピーダンス Zn：整合装置出力インピーダンス Zm：整合装置入力インピーダンス Zg：高周波電源出力インピーダンス Vp：放電電圧波形 Zx：任意のインピーダンス LK：リレーコイル

Sw：接点 CHL：チョークコイル VDC：プラズマの直流電圧波形 Pa、Pb：電圧変動パルスの変動検出点 ta、tb：変動検出点の時間的位置

20 Vq：ta、tbを基準に作られたスイッチングパルス波形 tq：スイッチングトランジスタのON時間 Vp'：本発明を適用した時の放電電圧波形 td：制御スイッチの時間遅れ

tv：プラズマの消失期間 t2、t4：異常放電の最大値を示す時間的位置

t1、t2、t3、t4：異常放電の時間的位置を示す波形 ts：プラズマが安定状態になる時間的位置 Vp''：

【請求項7】に関する放電電圧波形

30 tn1、tn2、tn3：雑音電圧波形 S：放電電極面積 ΔSn：Sをn個に分割した場合の微小面積

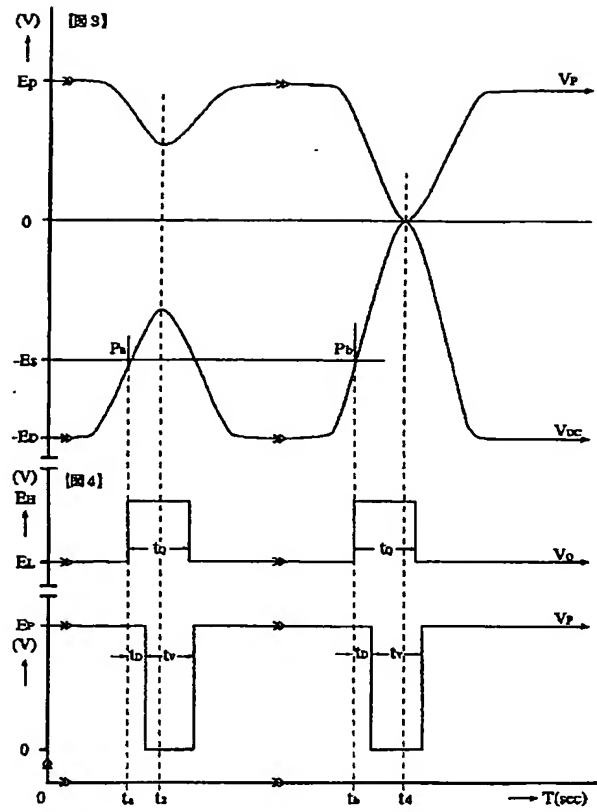
d：電極間距離 ΔZn：微小プラズマ柱1個のプラズマインピーダンス Zc：放電電極から見たプラズマインピーダンス U1：コンパレータ U2：モノステーブルマルチバイブレータ Qs：トランジスタスイッチ

Vg：高周波電源の出力電圧 U3、U4：コンパレータ Qs1、Qs2：トランジスタスイッチ T：トロイダルコア N：直流励磁巻線 Φ：直流励磁巻線による磁束 μ：トロイダルコアの透磁率 NF：高周波

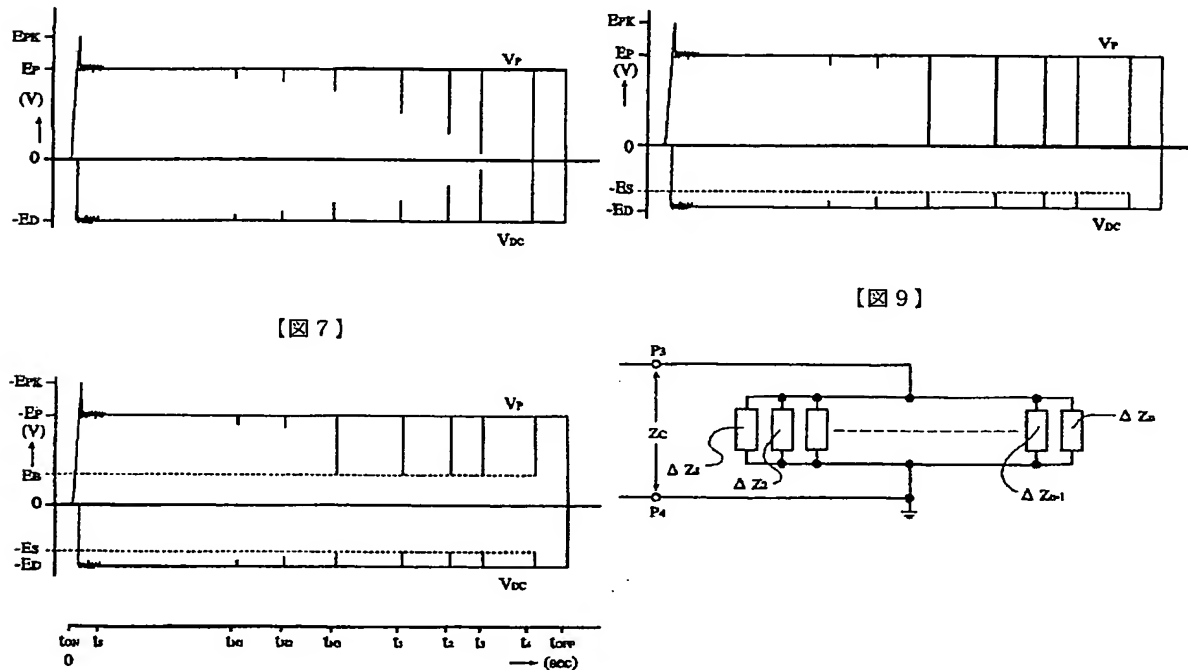
40 コイルの巻線 ΦF：高周波コイルによる磁束 L：高周波コイルの自己インダクタンス H：磁化の強さ（アンペアターン）

QL：高周波コイルのクオリティファクタ K：スイッチ Qc：スイッチングトランジスタ PB：プローブ SPK2：ケース SPK3：ケース

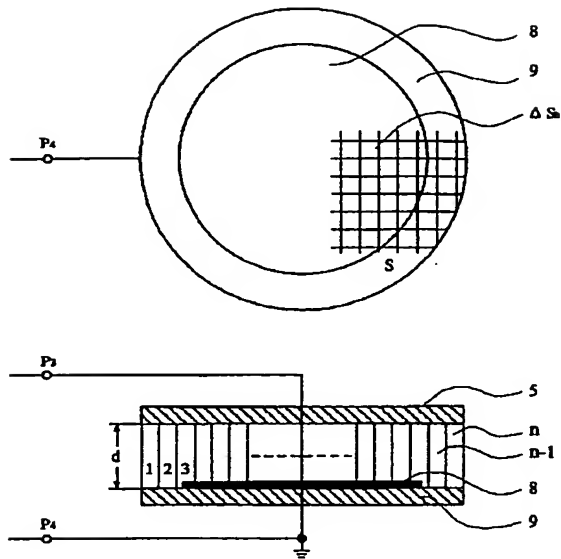
【図 3】



【図 6】

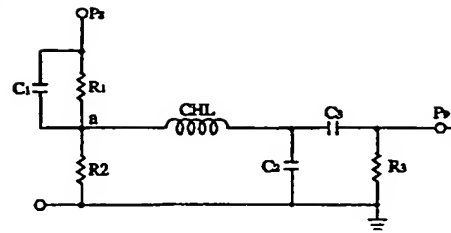


【図8】

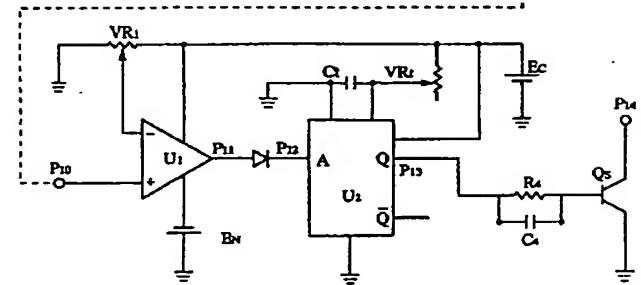


【図10】

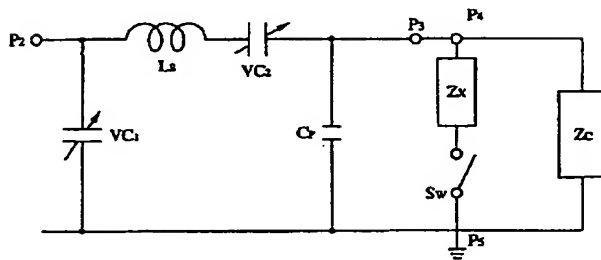
【図10】



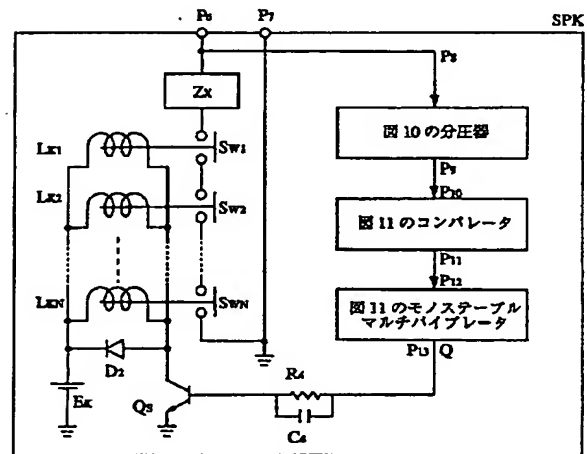
【図11】



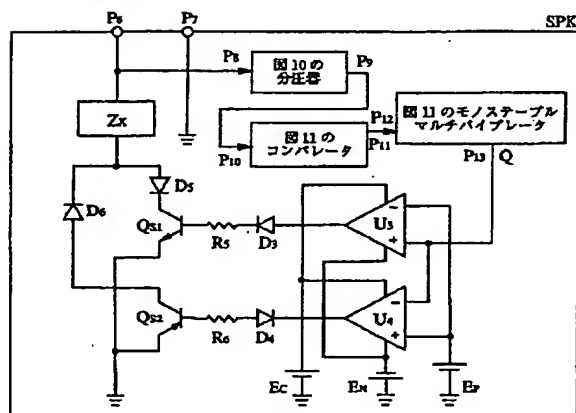
【図12】



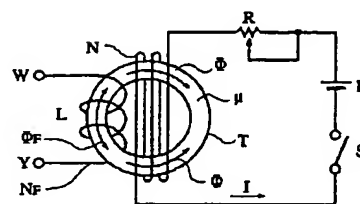
【図13】



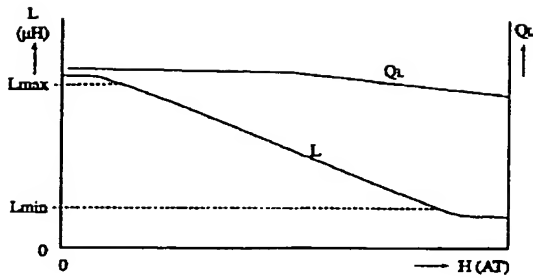
【図14】



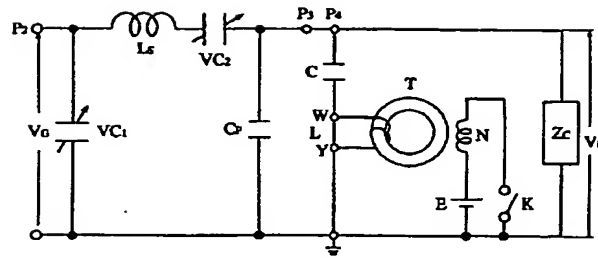
【図15】



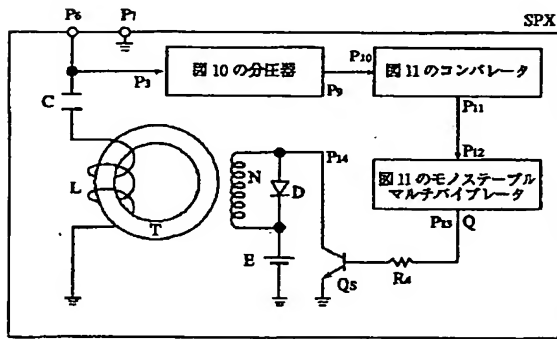
【図16】



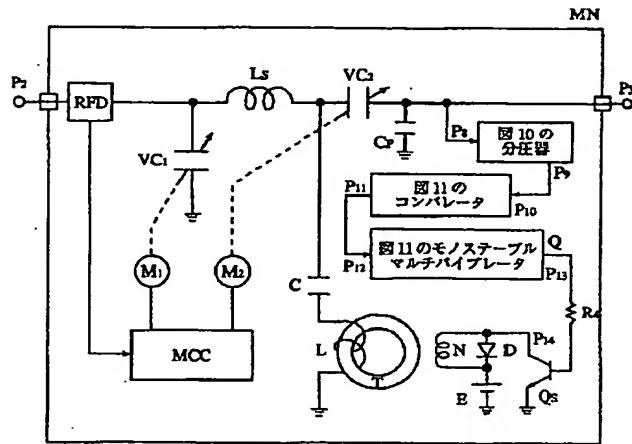
【図17】



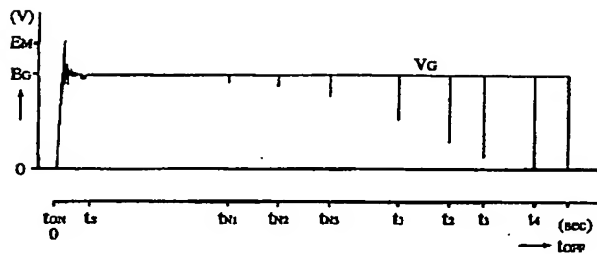
【図18】



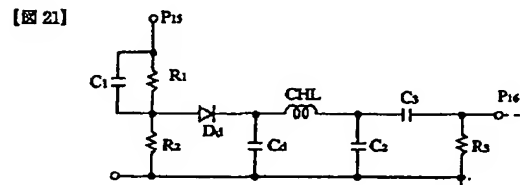
【図19】



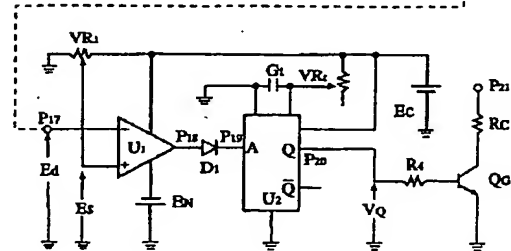
【図20】



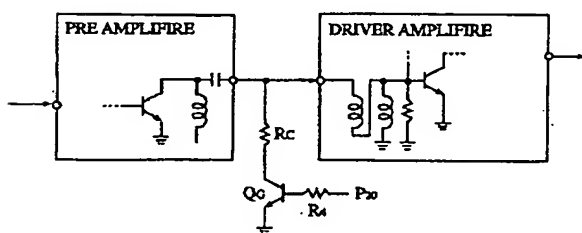
【図21】



【図22】

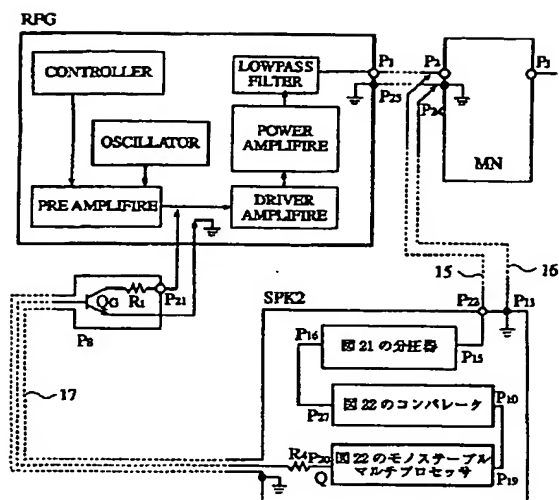


【図23】

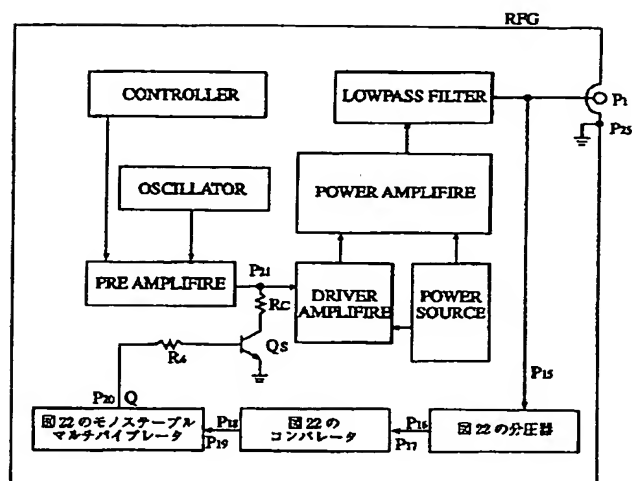




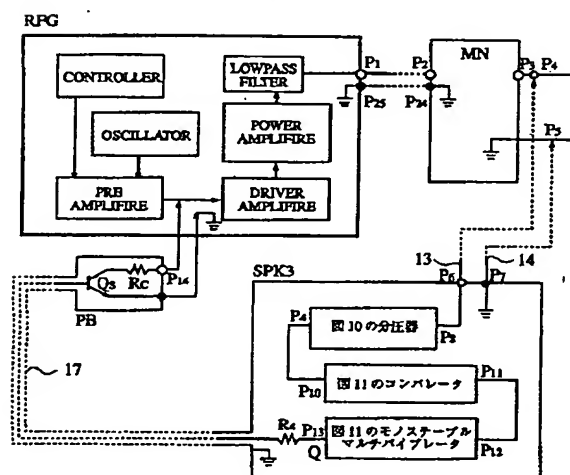
【図 24】



【図 25】



【図 26】



## 【手続補正書】

【提出日】平成13年3月9日(2001.3.9)

## 【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】全文

【補正方法】変更

【補正内容】

【書類名】明細書

【発明の名称】プラズマエッチングにおける異常放電自動防止装置

【特許請求の範囲】

【請求項1】プラズマエッチングにおいて、インピーダンス整合装置出力端子に出現するパルス状電圧変動

を、プラズマ中の異常放電現象発生信号と認知し、このパルス状電圧の変動開始初期値を検出し、その時間的位置を基準とするスイッチングパルスを作成する一方、別に設けた補助制御スイッチによって、インピーダンス整合装置出力端子線に、任意の外部インピーダンスを一時的に並列に挿入することにより、整合回路の合成インピーダンスが急変し、現在の整合状態が瞬時に不整合化される原理により、インピーダンス整合装置を等価的に高周波電力制御スイッチとして使用し、前記異常放電の形態が最終的にアーク放電に移行する時間経過以前に、前記スイッチングパルスのタイミングに応じた補助制御スイッチの動作で、一時的にプラズマの勢力を消失、或は

減衰させ、異常放電現象の増大化を阻止する方式の異常放電自動防止装置。

【請求項2】高周波電力制御スイッチに関し、それぞれに発生する磁束が鎖交しないように、トロイダルコアに高周波コイルと直流励磁コイルを巻き、直流励磁コイルの直流電流を増大して行くと、トロイダルコアの透磁率 $\mu$ の低下に伴い、高周波コイルの自己インダクタンス $L$ が減少して行き、最終的に飽和段階に到るトロイダルコア固有の特性を利用する一方、この $L$ とコンデンサ $C$ で直列共振回路を形成し、これをインピーダンス整合回路を構成するリアクタンス回路網の任意のリアクタンス素子に付加させると、直列共振回路特有の大きなインピーダンス変化に伴って整合状態が不整合化される特性を利用して、トロイダルコアの直流励磁電流の制御によってインピーダンス整合装置を等価的に無接点スイッチ化した高周波電力制御スイッチ。

【請求項3】プラズマエッチングに使用されるインピーダンス整合装置に関し、インピーダンス整合装置出力端子に出現するパルス状電圧変動を異常放電現象発生信号と認知し、そのパルス状電圧変動の初期値を検出し、この時間的位置を基準とするスイッチングパルスを作成する一方、インピーダンス整合回路を構成する複数の任意のリアクタンス素子に任意の外部インピーダンスを付加すると、整合回路が瞬時に不整合化される原理に基づき、インピーダンス整合回路を等価的に高周波電力制御スイッチとして使用し、前記異常放電の形態が最終的にアーク放電に移行する時間経過以前に前記スイッチングパルスのタイミングに応じた補助制御スイッチの作用で、一時的に伝送電力を停止或は減衰させ、プラズマ中の異常放電現象増大化を阻止する方式の異常放電自動防止機能を内装したインピーダンス整合装置。

【請求項4】プラズマエッチングに関し、インピーダンス整合装置入力端子から反射されるパルス状電圧変動をプラズマ中の異常放電現象発生信号と認知し、このパルス状電圧変動の初期値を検出し、この時間的位置を基準とするスイッチングパルスを作成する一方、このパルスにより制御されるトランジスタスイッチで、高周波電源を構成する任意の高周波信号回路を短絡させることにより、高周波出力電力をスイッチングさせる手段を用いて、前記異常放電の形態が最終的にアーク放電に移行する時間経過以前にプラズマに供給する高周波出力電力を一時的に停止、或は減少させて、異常放電現象の増大化を阻止する方式の異常放電自動防止装置。

【請求項5】プラズマエッチングに使用される高周波電源に関し、その出力端子に出現するパルス状電圧変動をインピーダンス整合装置入力端子から反射された負荷プラズマに起因する異常放電現象発生信号と認知し、そのパルス状電圧変動初期値を検出し、この時間的位置を基準とするスイッチングパルスを作成する一方、このパルスタイミングで制御された電子スイッチにより、任意の

高周波信号回路をスイッチングし、前記異常放電の形態が最終的にアーク放電に移行する時間経過以前に高周波出力電力を一時的に停止、或は減衰させて負荷の異常放電現象増大化を阻止する方式の異常放電自動防止機能を内装した高周波電源装置。

【請求項6】プラズマエッチングにおいて、インピーダンス整合装置出力端子に出現するパルス状電圧変動をプラズマ中の異常放電現象発生信号と認知し、このパルス状電圧変動開始初期値を検出し、その時間的位置を基準とするスイッチングパルスを作成する一方、このパルスで制御されるトランジスタスイッチで高周波電源を構成する任意の高周波信号回路を短絡することにより、高周波出力電力をスイッチングさせる手段を用いて、前記異常放電の形態が最終的にアーク放電に移行する時間経過以前にプラズマに供給する高周波出力電力を一時的に停止、或は減衰させてプラズマ中の異常放電現象増大化を阻止する方式の異常放電自動防止装置。

【請求項7】プラズマエッチングに関し、プラズマ中の異常放電現象増大化を阻止する目的で、異常放電発生初期値にタイミングを合わせて、プラズマの勢力を消失、或は減少せしめて異常放電発生による被害を防止する本発明の主旨を実施する際、プラズマ瞬断後の再放電を容易にするため、完全にプラズマを消失させず、実験的に調整された微弱な放電を継続的に発生させておくことを特徴とする異常放電自動防止装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明の利用分野は、IC、LED、液晶、その他各種半導体の製造に広く用いられるプラズマエッチングに関するものである。

【0002】

【従来の技術】従来、プラズマエッチングは

【図1】に示すように、エッチング加工を行う反応室CH、プラズマ発生の電気エネルギー供給源である高周波電源RFG、高周波電力を最高効率でプラズマに伝送するためのインピーダンス整合装置MNの基本的に3種類の装置を使用する系で行われる。全体のシステムは、コンピュータCOMPで管理され、全自動化による高効率な生産が行われている。本発明に関連する装置の動作を

【図1】を用いて、以下簡単に説明する。反応室CHの入力端子P<sub>4</sub>にインピーダンス整合装置MNの出力端子P<sub>3</sub>を接続し、このMNの入力端子P<sub>2</sub>に高周波電源RFGの出力端子P<sub>1</sub>を同軸ケーブル1で接続する。反応室CH内の下部放電電極9上に加工物8を置き、気密扉6で槽3を密閉後、排気管にコック11で真空排気した後、反応ガス4が一定圧力で封入される。この状態で高周波電源がONされると

【図2】に示すようにt<sub>ON</sub>点でスタートした放電電圧V<sub>P</sub>は上下電極5、9間で放電が開始するまで上昇を続け、5、9間でグロー放電を開始し、プラズマ7が形成

されると同時に $V_P$ が一定レベル $E_P$ に低下する。この時の $V_P$ の最大値が $E_{PK}$ である。一定放電が開始すると、インピーダンス整合装置MNは形成されたプラズマのインピーダンス $Z_c$ とインピーダンス整合装置の出力インピーダンス $Z_n$ が整合するように、MNに内蔵された反射波検出器RFDの出力で反応するモータ制御回路MCCで駆動されたモーター $M_1$ 、 $M_2$ でバリコン $VC_1$ 、 $VC_2$ を調整し、チューニング操作を行う。この操作が行われている期間は放電電圧は不安定で変動が大きく、この立ち上げ期間の終了点を

【図2】の $t_s$ で示した。このインピーダンス整合操作は、高周波回路特有の性質であって、整合が取れないと高周波電力は整合点で反射され負荷のプラズマに充分伝送されないし、場合によってはプラズマの発生が不可能になる。従って、整合装置はプラズマ形成上不可欠な装置である。以後、プラズマエッチングは高周波電源RFGのOFF即ち $t_{OFF}$ 点まで進行して行くが、詳細な説明は省略する。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】プラズマエッチングは加工品の種類に関係なく

【図1】に示した装置系列で行われるのが普通である。このような系で加工した場合の最大の問題は、局部的アーク放電の突発的発生で、加工品の一部が熱的破壊を受け、不良品が多発することである。これら加工品は当然、究極的微細構造を有するものが多く、その製造条件はデリケートであり、ましてこれら異常放電発生機構は必ずしも解明されていない現状で、単に品質管理のみに頼っていたのでは、この種の不良発生を防止できないのは明らかと言えよう。特に問題なのは、不良発生の被害状況が最終検査工程に到らなければ判明しないことである。コンピュータによる生産効率化が裏目に出て知らないうちに不良品が山積しても最終検査を待たなければ確認できないのである。いや最終検査で分かってもすでに手遅れなのであって、これでは単に不良発生の事実が確認されたに他ならないのである。このような事態にならざるを得ない理由は

【図1】の系が事故発生に対して自動的抑止能力を備えていないためである。本発明の課題はこのような問題を解決するため自動的事故防止機能を系に与え、アーク放電等の異常放電に起因する不良発生を積極的に抑制しようとするのである。

【0004】

【発明を解決するための手段】本発明の要旨は、プラズマエッチングにおいて、アーク放電の瑞緒とみられる放電電極上の異常放電信号を検出し、この信号の原因となった放電形態が時間の推移と共にアーク放電に移行する以前に、プラズマ形成のエネルギーである高周波供給電力を極めて短時間遮断或は減衰せしめて、加工作業自体に影響を与えることなく、局部的アーク放電に起因する不

良発生を防止する装置の構成に関するものである。この目的を達成するための技術的諸問題は複雑多岐にわたり、解決は簡単ではない。従って、本明細書では、本発明の根幹である異常放電信号の本質およびその判定について検証し、次いで各自解決手段を次の6項目について順次詳述して行くのが適当と思われる。

4-1 異常放電波形の生成

4-2 異常放電信号の検出と判別

4-3 制御信号の作成

4-4 高周波電力のスイッチング

4-5 再放電に関する検討

4-6 制御スイッチの構成

以上の解決手段について次の

【作用】の項で逐次詳述する。

【0005】

【作用】4-1 異常放電波形の生成

放電理論によれば、放電現象は、一般にコロナ、正常グロー、異常グロー、火花、およびアークの各形態に大別され、プラズマ放電加工はその中の安定な正常グロー放電領域で行われる。各形態の電流密度は後者ほど大きく局部的に集中し、放電状態の維持は不安定となる。従って、アーク放電を生じると加工中の材料は局部的に重大な熱的破壊を受けることになる。勿論、アーク放電と一口で言っても、放電電圧その他の条件で、その大きさに程度の差を生じるので、説明の都合上、本明細書では1個のアーク放電でプラズマ自体が一時的に消失する程度の比較的大規模のものについて、説明することにする。ここで便宜上、電極の印加電圧を電極電流で除した量、即ちプラズマインピーダンスなる量を定義すれば、この値はアーク放電において極めて小さく前者になるほど大きい。

【図3】は

【図1】の反応室CH内において、プラズマ7の発生している部分の拡大図である。但し、ここでは上部電極5を正面図で省略した。ここで下部電極9の総面積 $S$ を $n$ 個の微小面積 $\Delta S_n$ に分割したと考える。電極間距離を $d$ とすればプラズマ内には

【図3】の平面図に示すように、 $\Delta S \cdot d$ の体積の微細なプラズマ体が上下電極5、9間の電気力線と平行に存在していると見なせる。即ち、プラズマの全体積は $\Delta S_n \cdot d$ であり、プラズマは対面に微小面積の導体電極を持ち、互いに平行に整列した無数の独立のプラズマ柱の集合体を見なすことができる。このように考えると、プラズマ内のどの部分にどのような微小局部放電を生じて、必ず微細プラズマ柱の内部で放電していることになり、その捕捉が可能であると言える。この現象が異常放電信号生成の原因である。今、この1個毎の微細プラズマ柱のインピーダンスを $\Delta Z$ とすれば、プラズマ全体のプラズマインピーダンス $Z_c$ は

【図4】の等価回路に示すように $\Delta Z_n$ 個のインピーダ

ンスの並列合成値となる。ここで着目すべきは並列の言葉の示す意味であって、並列接続の場合、その構成要素 1 個の値で全体の値が支配されてしまう特徴があることである。極端な場合、或る部分の 1 個の  $\Delta Z$  が 0 オームであれば他の残りの  $\Delta Z$  がどのような値であっても、その並列合成インピーダンスは 0 オームである。この傾向は  $\Delta Z$  が 0 オームに近いほど大きく、この性質を使うことにより、アーク放電のような極めてインピーダンスの低い放電と、これが比較的高い他の放電形態とを判別することができるのである。

#### 4-2 異常放電信号の検出と判別

本発明の電圧検出器の具体例を

【図 5】に示す。 $R_1$ 、 $R_2$  で抵抗分圧器を構成し、検出点である  $P_8$  点の高周波高電圧を  $I$  C レベルに降圧する。 $R_1$  は通常  $1 M\Omega$  以上の高抵抗を使用するからプラズマの状態に無関係である。 $C_1$  はパルス状電圧を検出するための微小容量のスピードアップコンデンサで、整合器  $CH$  の動作に影響を及ぼすことはない。高周波チョーク  $CH_L$  と  $C_2$  でローパスフィルタを構成し、高周波成分を減衰させる。 $C_3$ 、 $R_3$  は微分回路で信号の急速な変化分のみを通過させる一方、ゆるやかな電圧レベルの変動には不感であるから、作業の終点検出等のシステムの基本動作には全く影響を与えない特徴がある。

【図 2】は、

【図 1】の  $P_4$  点に

【図 5】の分圧器入力  $P_8$  点を接続し、分圧点  $a$  点の電圧信号をデジタルオシロスコープを用いて長時間記録した例を模式的に画いたものである。ただし、これはそれぞれ独立した波形を便宜上一つにまとめたもので、波形相互の関係はない。データは放電電圧（正極性尖頭値電圧） $V_P$  および直流電圧  $V_D$  の 2 種類とし、期間は高周波電力印加時  $t_{ON}$  と停止時  $t_{OFF}$  にわたって行った。このようにして観測すると曲線上に幅の狭いパルス上の電圧変動が時々発見される。この中、 $t_1$ 、 $t_2$ 、 $t_3$ 、 $t_4$  におけるパルス状波形を異常放電波形とみなすこととする。 $t_{N1}$ 、 $t_{N2}$ 、 $t_{N3}$  の波形は比較のためノイズ波形を例示した。放電電圧  $V_P$  は高周波電圧の正の半サイクルを検波したものをを用いて表し、正極性尖頭値波形のエンベロープに相当する。一方、 $V_D$  は  $V_P$  と同一点に発生する直流電圧である。一般に、高周波電圧は正負対称の正弦波であるから、直流電圧の発生する余地はないが、高周波放電の場合は放電電極に通常、負の極性の直流電圧が必ず誘起される。この理由は主として、イオンと電子の質量の相違、移動度の大小、プラズマの電氣的非直線性、電極間空間電荷の分布状態、高調波含有率、等のプラズマ構成物質の純物理的性質及び基本的特性に起因するものである。従って  $V_D$  の値はその時点でのプラズマの放電状態の結果を集約した値が示されていると言って良い。もし、 $V_D$  が 0 ボルトならばプラズマは消失しているものであり、多少なりとも電圧が

検出されれば、弱いプラズマが残存していることを示すものである。本発明はこの特異性に着目し、直流電圧  $V_D$  の観測によって異常放電信号を検出する手段を採用した。勿論、正極性尖頭値電圧  $V_P$ 、負極性尖頭値電圧  $-V_P$ 、および尖頭値電圧  $V_P - V_P$  も、その放電インピーダンスの変動によって同時に変動するので、これ等も異常放電信号検出の目的で使うことができる。

【図 2】で  $t_1$ 、 $t_2$ 、 $t_3$  における 3 個のパルスは、振幅の大小はあるものの  $V_P$ 、 $V_D$  共 0 ボルトのレベルに達していないが、 $t_4$  のもののみが最大振幅で 0 ボルトに到達しているのが判る。この場合、次のように判定できる。 $t_4$  のパルスの  $V_D$  が 0 ボルトレベルに到達したことは、プラズマ自体が一瞬消失したことの証拠である。即ち、アーク放電によってプラズマが局部的に短絡されたのである。 $t_1$ 、 $t_2$ 、 $t_3$  におけるパルスはアーク以外の放電形態によって、プラズマの一部領域が局部放電したものと考えられる。この場合、放電インピーダンスがアークの場合に比較して高いので、全体のプラズマが消失するほどの影響を受けていない。この中、 $t_3$  の最も振幅が大きくアーク放電に近いものは、例えば花火放電であり、品質上やや危険を伴うものと判断される。 $t_1$ 、 $t_2$  のものは、プラズマの一部が多分、異常グロー放電領域に移行した程度で、製品不良の恐れはないものと推定される。この検出方法によればこのように異常放電信号の振幅を見て、異常放電状態のおよその見当がつけられる利点がある。次に、グロー放電が放電現象の最終形態であるアーク放電に移行するまでの時間について考えよう。一般に雷波形のような初期エネルギーの極めて大きい衝撃電圧の場合は、他の放電形態を探ることなく、いきなりアーク放電になってしまうことは従来良く知られている。このような場合、本発明の方式では全く対応できないことは明らかである。しかし前述のごとく、プラズマエッチングでの異常放電は、エネルギーの小さい、静かで安定なグロー放電を利用して加工作業を行う途中で、その一部の領域が何等かの不安定要因で小規模な異常放電に変わるものであり、この時、種々の放電形態をとりつつ順次アーク放電に移行して行くものであるから、これには当然時間を要するのである。この理由

【図 2】において、各種の放電形態が検出されることで証明できる。なぜなら、もし、アーク放電に到る時間的余裕がないのであれば、

【図 2】で検出されるすべての  $V_D$  上の異常放電信号は  $t_4$  の場合のように、すべて 0 ボルトレベルに到達している筈であるからである。このように考えると、異常放電がアーク放電に移行するまでの時間経過を有効に活用しようとする本発明の要旨は、その適用範囲において充分に実用的であるものと言えよう。以上の考察により、次の各項に示す結論が得られた。

4-2-1 伝送線路上のパルス状電圧変動を常時監視

することにより異常放電の発生を検知できる。

4-2-2 どのように微弱な異常放電でもパルス状電圧変動の形で検出できる。

4-2-3 異常放電信号の振幅の大きいものほどアーク放電に近い放電形態である。

4-2-4 異常放電信号の尖頭値が0ボルトのレベルに到達していないものは、アーク放電に達する以前の放電形態であって、製品は良品となる確率が高い。

4-2-5 異常放電信号の尖頭値が0ボルトのレベルになったものは、局部的にアーク放電を生じた証拠であり、製品はほとんど不良になる。

4-2-6 4-2-5項の結果はプラズマ自体が消失したことを意味する。

4-2-7 正常グロー放電がアーク放電に移行するには、それなりの時間を要する。

以上、異常放電信号の発生、その検出方法及び判定について検証した。ここでは異常放電信号の検出点を

【図1】のP<sub>4</sub>点としたが、実はこれに限定されるものではなく、高周波電力伝送線路上ならばP<sub>1</sub>、P<sub>2</sub>点等、どこでも同様に検出可能である。異常放電によるプラズマインピーダンスの急変は、電圧反射波となって伝送線路全体に及ぶからである。

#### 4-3 制御信号の作成

次に、上述の検証に基づいて、補足された異常電圧信号によって、高周波電力をスイッチングするための制御パルスを作成する必要があるため、この代表的回路と動作を以下に説明する。

【図5】の分圧回路の出力P<sub>9</sub>をP<sub>10</sub>点のコンパレータ入力に接続する。この場合、

【図5】のC<sub>3</sub>で直流成分がカットされるので、P<sub>7</sub>点のV<sub>D</sub>の負信号は接地レベルにレベルシフトされ、異常電圧信号は0ボルトからV<sub>D</sub>に立上る電圧パルスに変換される。

【図7】は

【図2】のt<sub>2</sub>及びt<sub>4</sub>附近の時間軸を部分的に拡大したものである。

【図7】のV<sub>D</sub>曲線上の異常放電信号を上述の

【図5】と

【図6】の組み合わせ回路で検出する。V<sub>R1</sub>によって基準電圧をE<sub>s</sub>に設定すると、U<sub>1</sub>のコンパレータP<sub>9</sub>点の入力電圧がE<sub>s</sub>に達した瞬間、U<sub>1</sub>の出力は負極性領域から正極性しきい値以上に立ち上がる。この点が

【図7】のP<sub>a</sub>、P<sub>b</sub>点であり、この時点がt<sub>a</sub>、t<sub>b</sub>である。この立ち上がりパルスで、U<sub>1</sub>の出力とダイオードD<sub>1</sub>で結合されたモノステーブル・マルチバイブレータU<sub>2</sub>のA端子入力をトリガーする。A端子入力は反対に立ち上がりパルスではトリガーできない特性があるので、プラズマが一瞬消失あるいは減衰後、回復した瞬間に生じる立ち上がりの電圧変動には不感であるから、動作上の混乱は生じない。ここで、ダイオードU<sub>1</sub>はモ

ノステーブルマルチバイブレータの入力電圧が負になるのを禁止する目的で挿入されている。U<sub>1</sub>がトリガーされると

【図8】に示すように、モノステーブルマルチバイブレータのQ端子の出力電圧V<sub>Q</sub>はt<sub>Q</sub>の時間だけHレベルを保つ。t<sub>Q</sub>はV<sub>R1</sub>で任意に設定できるが、t<sub>Q</sub>の期間だけプラズマが消失、或は減衰する動作を行うので、異常放電信号の補足率、等を考えると、これをあまり大きく採っても無意味であり、得策とはいえない。ここでは、アナログ回路で行う基本的動作について述べたが、他の適当な方法を用いても良く、U<sub>1</sub>は片電源用ICを用いても差し支えない。信号レベルの非常に低い微小放電を検出する必要がある時は、コンパレータU<sub>1</sub>に入る信号を別のOPアンプで増幅しても良く、この場合、特性上の厳密さを要求されないので技術的に容易である。

#### 4-4 高周波電力のスイッチング

一般に数100W以上の高周波電力の高速スイッチングは、技術的に非常な困難を伴うものである。例えば有接点スイッチの場合は、接点間耐電圧、伝送インピーダンスの急変による電力の反射、大型化による動作の時間遅れ、電流の増大に伴う接点材質の検討等、無接点スイッチの場合は高速化は可能であろうが、使用可能上限周波数の制限、耐電圧および電流容量の不足、半導体素子の信頼性、半導体素子にみられる単方向性の双方向性化の技術的解決、インピーダンス急変による反射の低減化等々、解決すべき難問が山積している。従って従来の常識的な方法、手段では高周波電力の高速スイッチをその都度、当該装置の仕様に合わせて製作することは不可能であると断言せざるを得ない。しかし、本発明ではその主旨からして、この高周波電力の高速スイッチング技術の解決が要求されているのである。この状況に立脚して研究の結果、以上の技術的隘路を打開できる技術を開発した。以下その方法について述べる。この高周波電力の高速スイッチングの方法を要約すれば、プラズマ形成に不可欠なインピーダンス整合装置を、見掛け上一個のスイッチとして利用しようとする方法である。これはすでに当該装置に適合しているものを使用するのであるから、電力不足等の新たな問題は全く生じない。インピーダンス整合装置は

【図1】のMNに示すごとく、反応室CHの入カインピーダンスZ<sub>c</sub>に対して整合装置MNの出カインピーダンスZ<sub>n</sub>が共軛インピーダンスになるように整合回路を構成する複数のリアクタンス素子の中2個のリアクタンスを可変としたものである。この整合条件を満たしている場合は電源より伝送された高周波電力は全て負荷のプラズマに吸収され反射電力は生じないが、もし不整合であれば高周波電力は整合装置で反射され、負荷に到達することができない。この状態の中間に、整合のあいまいな領域が存在し、この場合には100%全反射ではないが多少の電力反射がみられ、その分だけ負荷への供給電

力が減少する状態になる。定常状態の時は反射電力が最も少なくなるよう、即ち整合がとれるよう

【図1】のM、M<sub>2</sub> モーターでチューニング操作を行う訳である。整合装置の通過可能最大電力は、構成する素子の大きさと発熱に留意すれば、理論上制限は特になく、一般にKW級以上の電源に多用されている。ここで、上述の整合装置の動作を別の側面から見ると、これはスイッチの動作にほかならないことが判る。即ち、整合状態がスイッチのONであり、この時高周波電力はほぼ100%負荷に供給され、不整合状態がスイッチのOFFに相当し、この時負荷に到達する電力は、全反射により0になるからである。従ってプラズマを消すには単に強制的に整合装置を不整合状態にさせれば良いことになる。整合回路を構成している複数個のリアクタンス素子を組合わせた各素子の値は、定常的に現在のプラズマインピーダンスZ<sub>c</sub>に整合しているわけであるから、過渡的にどの箇所のリアクタンスが変化したとしても、

【図1】のチューニング用モーターは瞬時には動作できず、この変化は時間遅れなく直ちに不整合状態を作り出す。従って任意の一個のリアクタンスを目的の不整合の程度に応じた値だけ一時的に瞬時に変化させてやれば本発明の手段として的高速高周波電力スイッチを実現できるわけである。具体的原理を

【図9】に示す。これは、VC<sub>1</sub>、L<sub>s</sub>、VC<sub>2</sub>、C<sub>p</sub>の4個のリアクタンスより成る整合回路のうちC<sub>p</sub>に並列に新たなインピーダンスZ<sub>x</sub>を補助スイッチS<sub>w</sub>で並列に付加し、整合条件を一時的に変更する整合器スイッチの一例である。原理的にインピーダンスZ<sub>x</sub>はどの部分のリアクタンスに付加しても良く、Z<sub>x</sub>の内訳はキャパシターC、インダクターL、場合によっては抵抗R、或はこの組合わせによる回路網を任意に選択できる。要はこれ等素子の付加によって当該素子のリアクタンス合成値が変化でき、現在整合している系が不整合になれば良いわけである。このようにインピーダンスZ<sub>x</sub>は実験的に広範囲に設定できるが、通常キャパシターCを単独で用いるのが適当である。一般にグロー放電の安定化の目的で、整合回路は負荷電流に対して電圧が垂下特性を有しており、負荷に並列にCを挿入する本方式では、この過渡的短絡効果によってもプラズマの勢力減少を期待でき、一石二鳥の効果があるからである。この整合器スイッチはOFF状態の不整合時に生じる大きな反射波で高周波電源を損傷するおそれがあり、一般的な用途には不適当であるが、本発明では原理上OFF時間が極めて短い特徴があるので、特に使用上の制限は必要としない。以上のように、インピーダンス整合装置を一時的に転用するタイプ的高速高周波電力スイッチを実現できた。以下の結論として特徴を列記する。本発明の

【請求項1】、

【請求項2】および

【請求項3】はすべてのこのスイッチを使用することを

前提として成立したものである。

(イ) インピーダンス整合装置内部は全く改造の必要がない。

(ロ) ケースMN外の出力端子P<sub>3</sub> 或はP<sub>4</sub> 点の一点で制御できる。

(ハ) 制御できる高周波電力はすでに整合装置の定格電力として決定されているので全く留意する必要がない。

(ニ) 整合装置MN内部の構造、電力、メーカー名等には無関係に適用可能である。

(ホ) 極めて小型のインピーダンス素子でKW級の高周波電力を制御できる。

(ヘ) HF帯の電源周波数の場合、リアクタンス素子のL、Cの値は常識的に $10^{-7} \sim 10^{-5}$  (H)、 $10^{-11} \sim 10^{-10}$  (F) 程度であり、その過渡応答は極めて早く、従って高速である。

(ト) 異常放電信号の検出と高周波電力の制御が同一地点で行なえる。

次に前述の異常放電信号でプラズマを瞬断した場合の効果について説明する。

【図8】は

【図6】のトランジスタスイッチQ<sub>s</sub>の制御電圧V<sub>q</sub>と放電電圧V<sub>p</sub>の関係を示したもので、V<sub>q</sub>が立ち上がったから、T<sub>D</sub>の時間遅れの後V<sub>p</sub>が0ボルトに急落し、プラズマが消失したことが判る。T<sub>D</sub>は高周波電力スイッチの不可避的時間遅れであり、当然これが小さいほうが望ましく、本発明の成否はこの点にあると言って良い。この時、

【図7】においてアーク放電になるはずのt<sub>4</sub>の異常放電は、もはやアーク放電になることはできないのである。放電電極に印加されるべき放電電圧V<sub>p</sub>'が、

【図8】のt<sub>4</sub>におけるプラズマ消失区間t<sub>v</sub>内に入る結果、局部的異常放電を継続するエネルギーの供給を断たれてしまうからである。このように本発明の方式では、あるレベル以上のアーク放電はプラズマ内に存在することは不可能であると結論することができる。本発明を適用したときの総括的結果を

【図10】に示す。

【図2】と

【図10】を比較してみると、t<sub>4</sub>におけるV<sub>p</sub>とV<sub>p</sub>'の波形が両図とも同一である点で混同しやすいが、この内容は全く異なるのである。即ち、従来の

【図2】のV<sub>p</sub>の場合は、アーク放電が発生したから、その短絡作用によってプラズマが消失したのであって、

【図10】のV<sub>p</sub>'の場合はアーク放電になる以前に強制的にプラズマを消したのである。また、前述のごとく、

【図2】で従来アーク放電になり得ない筈のt<sub>1</sub>、t<sub>2</sub>、t<sub>3</sub>における異常放電信号、或は原因不明のT<sub>N3</sub>における雑音信号でも感応してプラズマが消失しているのが判る。本発明を採用するにあたって、この性質



は本質的になんら不都合を生じるものではない。一般にプラズマエッチング作業は数分間の処理時間を要するのに対し、このプラズマ消失時間は一回当たり 0.05 秒程度であり、その時間比は 1 万分の 2 程度であるから、作業上の時間的損失は無視して良い。それよりも、原因不明のノイズを含め、疑義を有する全ての異常信号に対し、応答した方が本発明の主旨から見て得策といえるのである。更に必要ならば前述のように、異常放電信号を増幅して使用することも考えられる。これはあくまでも実験的に決定すべき事項であるが、プラズマを消失できない程度の小規模アーク放電対策として有効であろう。本発明がプラズマエッチング作業に何等影響をおよぼさない理由は以上述べたように時間的損失が少ないからである。4-5 再放電に関する検討次にプラズマが損失したのち

【図 8】の  $t_v$  秒後、プラズマを回復させる問題について考察する。放電瞬断後の再放電は、

【図 2】  $t_s$  区間に示した初期状態での放電開始と比較すれば次の如き特殊性がある。即ち、放電停止時の負荷インピーダンスの急変に対し、

【図 1】の整合用モーター  $M_1$ 、 $M_2$  は瞬時には機械的に追従できず、寸前の整合状態をそのまま維持していること。ガス系の圧力その他は全く不変であること。放電開始の瑞緒となるべきイオン、電子が充満していること。また、放電持続に十分な電気エネルギーが直前の値を保持していること。等である。このため瞬断直後の再放電は比較的容易に行われる。なお、一步進めて

【図 11】は  $V_p$  のレベルを

【図 10】の如く 0 ボルトレベルに落さず、すべて  $E_B$  ボルトに低下せしめたものである。 $E_B$  ボルトのレベルではグロー放電からアーク放電に移行できるだけの電気エネルギーはもはや有しないが、微弱なグロー放電と継続できる程度の電気エネルギーは保持している状態である。この状態を実現する方法は

【図 9】の原理図において、実験的にこの状態になるようにインピーダンス  $Z_x$  を決定すれば良く、比較的容易に行なえる。このように放電を完全に停止せず弱い放電を継続させる場合は、何の支障もなく直ちに元のパワーのプラズマに復帰できるので、特に放電開始が困難な反応ガスの組成、圧力等の加工条件下においては、極めて有効な方式といえよう。

#### 4-6 制御スイッチの構成

4-4 項で整合装置を何等改造することなく負荷全電流を ON、OFF できる高周波大電力スイッチが実現されたが、実用的にはこの整合装置を操作するための制御スイッチが必要である。制御スイッチには僅かの電力しか消費されないのに、電流容量は小さくても良いが、高電圧の高周波電圧が印加され、しかも高速度が要求されるので技術的には高度のレベルが要求される。この構成は本発明の適用の成否に関わる重要課題といって良い。

【図 12】における制御スイッチ  $Sw$  は小型パワーリレーを用いたもので、比較的小規模の装置に適したものである。一般に小型パワーリレー 1 個の定格は動作時間数 msec、接点耐圧数 KV、接点電流 20 A 程度のものが入手でき、本発明の目的に適合する場合が多い。有接点であるから無極性であり、高周波でも使用可能なほど形状が小さい。

【図 13】に示したものは、複数個の小型パワーリレーの接点  $Sw_1 \sim Sw_n$  を直列に、各励磁コイル  $L_{k1} \sim L_{kn}$  を並列に接続し、規模を増大させたものである。このようにすると、全体の動作速度は 1 個の場合と同等で、接点耐圧は直列個数の倍数に増大する。リレーを使用する場合、この方式が本発明の目的に最も適合すると思われる。

【図 14】のものは制御スイッチとして  $Q_{s1}$  と  $Q_{s2}$  のトランジスタを使用し、無極性化した例である。トランジスタスイッチの場合、動作速度は早いですが、1 個のみでは当然電流の極性が現れ、リアクタンス負荷の制御上一般に不都合であるので、ここでは npn、pnp の 2 種のトランジスタ  $Q_{s1}$ 、 $Q_{s2}$  を並列に接続し、各々のベース電流のタイミング調整のためコンパレータ  $U_3$ 、 $U_4$  でマルチバイブレータの Q 出力信号を処理している。 $Q_{s1}$  と  $Q_{s2}$  の逆方向耐圧を向上させる目的で各コレクターにはダイオード  $O_5$ 、 $O_6$  が挿入されている。しかし、効率に無関係に効果を得られれば良い場合は、前述の双方向性は無視して、トランジスタ 1 回路のみでも動作は期待できるものである。いずれにしても、高電圧の高周波回路が対象であるのでトランジスタ本体の規格上の制約からトランジスタの使用が困難な場合がある。

【図 18】のものは本発明において採用された新しい方式で

【請求項 2】で特許請求したものであるので、この方式の制御スイッチについて以下に詳述する。

【図 15】の原理図において、この方式は制御スイッチとして、トロイダルコア T を使用した可変インダクタンス素子による無接点スイッチを実現させたものである。トロイダルコア T に巻かれた高周波用コイル  $N_F$  と直流励磁コイル N とは互いに鎖交していないことが構成の必要条件である。従って  $N_F$  で生じた高周波磁束では N に電圧を誘起せず、逆に N で生じる磁束では  $N_F$  に誘起電圧を生じない。ここで可変抵抗器 R で直流電流 I を増加していくと、I と N の巻数で決まる磁化の強さ H アンペアターン (AT) の増大に伴ってトロイダルコア T の透磁率  $\mu$  は減少していき、T の材質固有の特性により、直流磁束が飽和すると、透磁率  $\mu$  は最小となる。この過程で高周波コイル  $N_F$  の自己インダクタンス L は  $\mu$  に比例して減少していき

【図 16】に示すように、直流磁化の強さ H によって最大値  $L_{max}$  から最小値  $L_{min}$  にわたり直線的に変化

する、また高周波コイル $N_F$ の $Q_L$ は磁化の強さ $H$ によってあまり変化せずほぼ一定に保たれる特徴がある。

【図 17】でこの可変インダクタンス素子を制御スイッチとして使用する場合の原理を説明する。 $VC_1$ 、 $VC_2$ 、 $L_s$ および $C_P$ は整合器を構成するリアクタンス回路網である。整合条件を変更させるには上記リアクタンス素子の中、どれを対象にしても良いわけであるが、ここでは $C_P$ と並列にトロイダルコイルのインダクタンス $L$ とコンデンサ $C$ の直列回路を挿入する方式を例示した。この場合、 $L$ と $C$ の直列共振回路が制御スイッチとして作動する。従って定常状態ではこの直列共振回路は負荷と同等の高周波電圧に耐えなければならないが、直列コンデンサ $C$ の値を小さく採り、離調時の直列インピーダンスを大にしておけばこの消費電力は極めて僅かで済み、特に問題はない。この状態で急速にトロイダルコア $T$ の直流励磁電流 $I$ を増加させるとトロイダルコイル $L$ のインダクタンスは $L_{min}$ またはその附近まで急激に減少する。 $L$ と $C$ の直列インピーダンスと $C_P$ の合成インピーダンスは当然急変する結果、現在の時点で整合していたリアクタンス回路網は瞬時に不整合状態に陥りスイッチ $OFF$ の動作となる。直列インピーダンスの変化を最大に採りたい場合は $L_{min}$ 或はその附近のインダクタンス $L$ と直列コンデンサ $C$ で直列共振を起こすように定数を決めてやれば良い。この回路は本質的に $Q_L$ が高いので良好な共振状態が得られる。また、直流励磁回路の有する時定数で励磁操作に時間遅れを生じる場合は動作に影響のない程度の微弱な励磁電流を常時流しておくことで解決できる。このようにトロイダルコイルを整合装置の制御スイッチとして使用した場合、無接点、高信頼性、高速、高耐圧、広い周波数特性、大電力容量、 $Q_L$ 大、大きな耐過負荷性、長寿命等の大きな長所が得られ、本方式の補助スイッチの用途に最適のものである。以上で 4-6 制御スイッチの構成の項を終わる。これまで解決手段は

【図 12】に代表されるように解決するための構成要素一式をケース $SPK$ 内に納め、これを反応室 $CH$ 、或は整合装置 $MN$ に外付けする方式であった。しかし、本発明の手段はこの方式に止まるものではなく原理的に整合装置そのもののケース $MN$ 内に構成要素を内装させても成立できるものである。

【図 1】において、反応室 $CH$ の入力端子 $P_4$ と整合装置 $MN$ の出力端子 $P_3$ は同電位であるから異常放電信号の検出点と高周波電力スイッチの制御点を整合装置 $MN$ の内部に移しても結果は同じである。このようにすると

【図 9】の不整合化用外付けインピーダンス素子 $Z_x$ をスイッチ $Sw$ で付加する位置は、コンデンサ $C_P$ のみならず他のリアクタンス素子の何れについても可能となり、設計の自由度増大による性能向上が見込める利点がある。当然新たな $SPK$ のケースは不要となり利便性も向上する。

【図 19】は本発明の異常放電防止機能を付加したインピーダンス整合装置の一例を示したものである。ここでは従来と異なり、制御スイッチを $L_s$ と $VC_2$ の接続点に挿入し、更に制御効果を向上せしめた例を示した。以上、整合装置を高周波電力スイッチとして使用する解決手段について説明した。しかし、本発明の課題解決には、以上のようにいわゆるパワーレベルの高い箇所で高周波電力をスイッチングする方式のみではなく、電力の発生源である高周波電源のプリアンプ回路等、初段回路の極めてパワーレベルの低い箇所で $ON$ 、 $OFF$ 制御しても原理的に何等矛盾するものではないことが判る。このようにパワーレベルの低い箇所で高周波電力をスイッチングする方式について以下説明する。本発明では先ず、異常放電信号の検出を行う必要があるが、異常放電信号は負荷のプラズマインピーダンスの急変に起因するから、このインピーダンス不整合による整合装置からの反射波は、この入力端子 $P_2$ および高周波電源出力端子 $P_1$ に確実に伝達される結果、ここを検出点に選ぶことができる。パワーレベルの低い箇所で高周波電力スイッチングを行う場合の最大の利点は、性能の良いトランジスタスイッチが容易に適用できることで、どのように大きな高周波電力でもその電源のプリアンプレベルのパワーで $ON$ 、 $OFF$ すれば制御可能であるからである。

【図 20】は

【図 2】の場合と同時に、 $P_2$ に生じた異常放電信号の一例であるが、直流信号 $V_{DC}$ は $VC_2$ で阻止されるから、 $V_G$ の立下りパルスを検出する必要がある。

【図 21】は分圧器を含むこの検出回路の一例で、

【図 5】との相違は検波用ダイオード $D_d$ で高周波信号正極性半サイクル尖頭値を検波している点である。

【図 22】の $U_1$ は立下りパルスを検出するためのコンパレータである。その他の回路構成および動作は

【図 5】で詳述したものと同様であるのでここでは省略する。

【図 22】のスイッチングトランジスタ $Q_G$ で高周波電力を $ON$ 、 $OFF$ する場合の制御方式の一例を

【図 23】の原理図に示す。これは高周波電源 $RF_G$ のプリアンプ出力を

【図 22】のトランジスタスイッチ $Q_G$ で抵抗 $R_c$ を通して接地させたものである。 $Q_G$ が $ON$ になれば高周波信号は $R_c$ で短絡され、 $RF_G$ の出力電力は $OFF$ になる、この時の出力電力は $R_c$ の値で調整できるので

【図 11】で述べたような制御は容易である。 $R_c$ の接続点はオシレータの出力端子でも良く、実験的に任意の箇所に設定すれば良い。

【図 24】は上記手段を実用化した実施例である。

【図 24】において

【図 21】、

【図 22】の回路を内装したケース $SPK_2$ より導出された信号検出用ケーブル $15$ 、 $16$ をインピーダンス整

合装置MNの入力端子P<sub>2</sub>へT型同軸コネクタ等で結合し、他方SPK<sub>2</sub>から導出された制御用ケーブル17の末端に制御用トランジスタQ<sub>G</sub>を封入したプローブ状金属ケースPBの出力端子P<sub>21</sub>は高周波電源内部のプリント基板上の目標制御点に接続する。この配線は高周波信号回路を最短にして動作上の影響をなくするためである。この方式は前述の例えば

【図12】の場合と異なり、異常放電信号の検出点と高周波電力の検出点が別々にならざるを得ず、高周波電源内部も小規模の改造を要する点で不利であると言えるが、高性能の高周波トランジスタで高速に高周波電力をスイッチできる点はこれらの不利を補って余りあるものがある。

【図24】の異常放電信号検出点はインピーダンス整合装置MNの入力端子P<sub>2</sub>と高周波電源RFGの出力端子P<sub>1</sub>との間に採り、異常放電信号をインピーダンス整合装置MNの反射波として捕らえていたが、この検出点は前述MNの出力端子P<sub>3</sub>に設定しても良く、この構成で【図24】の方式の高周波電力制御を行っても結果は全て同様で本発明の主旨に全致するものである。次に、

【図25】は高周波電源RFGのケース内に

【図24】の異常放電防止装置を内装せしめて本発明の主旨を実現させたものである。このようにすると外付け装置SPK或はSPK<sub>2</sub>は不要になり利便性は増すのみでなく、内部の回路構成を自由に設計できる自由度も向上し、更に性能の向上を期待できるものである。特にアナログスイッチ等の専用電子スイッチを使用できるメリットは大きい。最後に

【図26】は

【図12】と同様に異常放電信号は、この発生点に、最も近い反応室CHの入力端子から直接検出し、高周波電力の制御はパワーレベルの極めて低い高周波電源のブリアンプ部で行う主旨で構成されたものである。このようにすると検出信号はプラズマの直流成分を観察でき、検出方法が容易かつ確実の上、高周波電力の制御は高性能の小型トランジスタ1個で行なえるのでスイッチングが極めて早い利点がある。

【0006】

【実施例】

【実施例1】

【請求項1】、

【実施例1】の構成を

【図12】に示した。

【図12】は

【図5】に示す分圧器を含む検出回路と

【図6】のコンパレータU<sub>1</sub>、モノステーブルマルチバイブレータU<sub>2</sub>およびトランジスタスイッチQ<sub>s</sub>より成る制御回路でリレー接点SwをON、OFFし外部インピーダンス回路Z<sub>x</sub>をインピーダンス整合装置MNのリアクタンス回路網に外挿する方法で、インピーダンス整

合装置MNを高周波電力スイッチとして使用したものである。このインピーダンス整合装置との接続を具体化するために

【実施例1】では、インピーダンス整合装置をスイッチ化するための制御機構をケースSPK内に一括して納め製品化した。このようにするとどのようなエッチング装置にも現場で直ちに適用できる利点が生じる。即ち、

【図1】でケースSPKをインピーダンス整合装置MNの近傍に固定し、端子P<sub>6</sub>とR<sub>3</sub>を、短い、ただ1本の電線で結び、端子P<sub>7</sub>をケースSPKと共に接地するのみで良く、使用法は極めて容易である。単純に1組の電気配線で済む理由は前述のごとく、異常電圧の検出点と電力の制御点が同一地点で良いとする本発明の要旨が生かされた結果である。このように

【実施例1】は1個の独立した製品に構成することにより、非常に大きな利便性を生じる特長がある。

【実施例2】

【図13】は

【請求項1】に基づく

【実施例2】を示した構成図である。

【図13】は、

【図12】の例を拡張し、リレーの数を増加させて更に実用化させたものである。複数個のリレー接点は直列に接続され、接点耐圧は個数倍に増大するが、並列に励磁コイルを接続されたリレー群の動作速度は1個の場合と同様であるという特徴を有する。

【図13】はインピーダンス整合器をスイッチ化するための制御機構をすべてケースSPK内に納め、独立の製品と成したもので

【図1】の端子P<sub>3</sub>と端子P<sub>6</sub>を短い電線で結び、P<sub>7</sub>をケースSPKと共に接地固定するのみで、あらゆるエッチング装置に適用できる利便性を有しているのは【実施例1】で説明したものと同様である。

【実施例3】

【図14】は

【請求項1】に関する

【実施例3】を示す構成図である。

【図14】は

【実施例1】と同様の動作を行うが、有接点リレーをトランジスタスイッチで無接点化したもので、動作の高速化と高信頼性の点で有利である。有接点リレーの動作と同様の無極性を得るためにNPN、PNPの2種のトランジスタで並列に接続し、これを正負双方向共に動作させるためU<sub>3</sub>、U<sub>4</sub>のコンパレータでそれぞれのベース信号を作り出している。

【図14】は以上のようにトランジスタスイッチで構成されたインピーダンス整合器のスイッチ化機構を独立したケースSPKに一括して内装して成る装置の構成図であって、本図の端子P<sub>6</sub>と

【図1】のP<sub>3</sub>とを1本の電線で結び、一方のP<sub>7</sub>をケ

ースSPKと共に接地するのみであらゆるエッチング装置に対応できる利便性を有しているのは

【実施例1】の場合と同様である。

【実施例4】

【請求項2】に基づく実施例を

【実施例4】とし、

【図18】にその構成図を示す。

【図18】は従来のリレー、トランジスタ等のスイッチ素子と異なり、新しい構想により実現した無接点制御素子である。インピーダンス整合装置とスイッチと利用する点は

【図12】、

【図13】、

【図14】等

【請求項1】の場合と同様であるが、その制御スイッチの構成が全く異なるもので、これを

【請求項2】とした。この方式は、制御スイッチにトロイダルコアを使用し、トロイダルコイルのインダクタンスLとコンデンサCの直列共振回路を整合装置MNのリアクタンス回路網の出力に並列に挿入し、別に設けた励磁コイルの直流電流を制御することでLを変化させ、その共振インピーダンスの大きな変化を整合装置不整合化に利用しようとする原理で開発されたものである。

【図18】はインピーダンス整合器をスイッチ化するための制御機構を一括してケースSPKに納め、独立の製品と成したものである。この使用法は

【図1】のインピーダンス整合装置MNの端子P<sub>3</sub>とP<sub>6</sub>を1本の電線で結び、端子P<sub>7</sub>をケースSPKと共に接地固定するのみで良く極めて容易であり、どのようなエッチング装置にも適用できる大きな利便性がある。使用上のこのような単純性は異常電圧の検出点と電力の制御点在同一地点で良いとする本発明の主旨に由来するものである。

【実施例5】

【請求項3】に基づく実施例を

【実施例5】とし、その構成を

【図19】に示した。

【図19】は

【請求項1】および

【請求項2】に示した本発明の構成要素をインピーダンス整合装置MNのケース内部に内装し、異常放電防止機能付きインピーダンス整合装置として独立させたものである。この

【請求項3】の方式は、他に付属装置を要しないので利便性が増加する上、設計上内部リアクタンス素子への制御点選択の自由度が増す結果、

【請求項1】の場合に比べ、更なる性能向上を期待できる利点がある。インピーダンス整合装置単独で、異常放電防止作用を行うこともできるのは異常放電信号の検出と、インピーダンス整合器のスイッチ化の制御点在同一

地点で良いとする要旨に基づく結果である。従って高周波電源と無関係に異常放電防止効果を得られるのである。但し、これは設計の段階で考慮しなければならない事項であるから、何れのエッチング装置にも適応出来る利便性は有していない。

【実施例6】

【請求項4】に関する実施例を

【実施例6】とし、

【図24】にその構成図を示した。

【図24】は異常放電信号をインピーダンス整合装置よりの反射波として補足するため、その入力端子P<sub>2</sub>を検出点に選び、ケースSPK2とケーブル15、16で接続する一方、SPK2から導出されたケーブル17の先端に制御用トランジスタQ<sub>6</sub>を封入したプローブ状ケースPBを設け、これを高周波電源RFGのケース内に延長して出力端子P<sub>21</sub>点を電力制御部分に接続したものである。この方式の利点は動作速度が早く制御が容易なことである。但し、この方式が

【実施例1】から

【実施例5】のものに比べて異なるのは、異常放電信号の検出点と電力の制御点在同一地点ではないことであり、電力制御はあくまでも高周波電源の低パワーレベルの所で行うのが趣旨である点である。従って本方式ではインピーダンス整合装置のスイッチ化とは無関係に本発明の主旨を実現しようとするものである。

【実施例7】

【図25】は

【請求項5】の実施例を示す構成図である。

【図25】は本発明の異常放電防止装置の機構を高周波電源内部に内装せしめたものである。このようにすると他に何等付属装置を要せず、利便性が増大する。また、高周波電源の設計段階でスイッチングの最適回路を併せて設計でき、性能の更なる向上を計ることができる。高周波電源の出力端子P<sub>1</sub>にはプラズマの放電電極上に発生した異常放電信号がパルスの状態で出力ケーブル上をインピーダンス整合装置から反射し検出される。これを波形処理して小規模の半導体スイッチQSでプリアンプ出力等の低パワーレベルの信号回路を断続させ、パワーレベルの大きな出力高周波電力をタイミングパルスの設定に従ってON、OFFさせる。検出点と制御点は

【実施例1】～

【実施例5】のように同一地点ではないが、設計段階で考慮すれば、インピーダンス整合装置と無関係に、また、出力の大きさに関係なく高周波電源単独で、いわゆるプラズマ異常放電防止機能付高周波電源が実現できる。

【実施例8】

【図26】は

【請求項6】の実施例を示す構成図である。これは【請求項1】の場合と同様に、反応室CHの入力端子P

4点から異常放電信号を検出するが、高周波電力のスイッチはパワーレベルの低い高周波電源のプリアンプ部分で行う点が

【請求項1】と異なる方式である。この方式の利点は異常放電信号の検出が確実で、高周波電力のスイッチングが早いことである。これは

【実施例1】と

【実施例6】とを複合させた構成であって、当然異常放電信号検出点と電力制御点は異なるものであるが、それぞれ最も基本的で間違いない点を決定したのが

【実施例8】の特長である。検出及び波形処理回路をケースSPK3に内装し、独立した製品として使用する。

【0007】

【発明の効果】プラズマエッチングにおける従来の事故対策は、膨大な品質管理データに基づく受動的なものであったが、本発明の適用によって、発生の兆候が得られた時点で、事故一件毎にその都度1:1で対応するという、極めて能動的かつ積極的な事故対策効果を初めて得ることができた。本方式では事故発生の兆候が無ければ全く動作せず、その動作もパルスの短時間であるので、通常の作業条件に影響を与えることはなかった。殊に、インピーダンス整合装置を高周波電力制御スイッチとして一時的に転用するという画期的効果によって、次のとき大きな利点を得ることができた。即ちこれは本発明の構成要素一式を小型ケースに納めた

【図18】に示したような独立した商品を開発することができたことである。この商品の使用効果について次に特徴を列記してみる。

(イ) 異常放電信号検出点と高周波電力制御点が同一地点であるから、この商品は2本の電線で当該装置に結ぶのみで動作する。

(ロ) プラズマエッチング装置の規模の大小、構造、配線方式、製造者名、定格電力、負荷電流、放電電圧、等には原理的に無関係であり、いかなる場合もほぼ無条件で対応できる。

(ハ) 電池のみの動作も可能で、雑音対策上有利、簡便性大である。

(ニ) 経年変化を生じる要素が少なく、高信頼性を有す。

(ホ) ほとんど無調整で利用できる。

(ヘ) 新たな消費原料を必要としない。

以上に本発明の商品化の一例とその効果を示したが、本発明の採用にあたっての最大の効果は何といってもその経済的効果である。プラズマエッチング装置系列全体の巨大な経済的投資規模に比較すれば、本発明の適用に要する投資費用は無視できるほど小さく、この程度の投資で高価な被加工材料の異常放電による不良発生被害を自動的に、定常的に、継続的に、無意識的に、繰返して、無条件で、確実に、かつ余分な消耗材料を必要とせず、に、救済できるのであるから、本発明の効果は、これに

優るものはないといっても過言ではなからう。

【0008】

【図面の簡単な説明】

【図1】 プラズマエッチング作業に用いられる基本装置相互間の接続方式を示す系統図

【図2】 プラズマの放電電極上の高周波印加電圧および誘起される直流電圧の双方に発生するパルス状異常電圧を示す説明図

【図3】 放電電極上に発生したプラズマの構造を模式的に解析するための説明図

【図4】 プラズマインピーダンスを模式的に解析するための説明図

【図5】 異常放電信号の検出を行うための代表的回路図

【図6】 異常放電信号の検出レベルの設定およびタイミングパルスの発生を行う代表的回路図

【図7】

【図2】の異常電圧の部分拡大図で、検出レベルとタイミングを示す説明図

【図8】

【図6】で作成されたタイミングパルスで、放電電力を断続させる時のスイッチングタイム説明図

【図9】 インピーダンス整合回路の一般例を示す回路図

【図10】 本発明により改良された効果を、高周波印加電圧および誘起直流電圧双方のパルス状電圧で示した説明図

【図11】 本発明により、特に

【請求項7】で改良された効果を高周波印加電圧、及び誘起直流電圧双方のパルス状電圧で示した説明図

【図12】

【実施例1】を示し、リレーを制御スイッチとし、インピーダンス整合装置で高周波電力のON、OFFを行う方式の異常放電防止装置構成図

【図13】

【実施例2】示し、小型高速リレーを複数個接続して

【実施例1】の装置を大規模化した装置の構成図

【図14】

【実施例3】を示し、トランジスタを制御スイッチとし、インピーダンス整合装置で高周波電力のON、OFFを行う方式の異常放電防止装置構成図

【図15】

【請求項2】に関し、トロイダルコアを用いた可変インダクタンス素子の動作原理図

【図16】

【図15】の素子の電気磁気的特性図

【図17】

【請求項2】に関し、トロイダルコアとインピーダンス整合回路で高周波電力を制御する方式の動作原理図

【図18】

【実施例 4】、

【請求項 2】に関し、トロイダルコアを無接点スイッチ化し、インピーダンス整合装置で高周波電力の ON、OFF を行う異常放電防止装置の構成図

【図 19】

【請求項 3】に関し、内蔵されたインピーダンス整合回路にトロイダルコアによる無接点スイッチと、これを制御するための異常放電検出回路およびパルス成形回路を組合わせ、異常放電制御機能を新たに持たしめたインピーダンス整合装置の構成図

【図 20】 高周波電源の出力ライン上で検出される異常放電パルスを示す説明図

【図 21】

【図 20】のパルスを検出するための代表的回路図

【図 22】 異常放電パルスの検出レベルの設定及びタイミングパルスの発生を行う代表的回路図

【図 23】 低いパワーレベルにおける高周波電力の ON、OFF 制御の一例を示す回路図

【図 24】

【実施例 6】に関し、インピーダンス整合装置入力ラインから異常放電信号を検出し、そのタイミングパルスで高周波電源を制御する異常放電防止装置の構成図

【図 25】

【請求項 5】に関し、異常放電防止機能を内蔵した高周波電源

【図 26】

【請求項 6】に関し、放電電極のラインから直接異常放電パルスを検出し、このタイミングパルスで高周波電源の出力を制御する異常放電防止装置の構成図

【符合の説明】

1：同軸ケーブル 2：電極引出線 3：気密槽 4：反応ガス 5：上部電極  
6：蓋 7：プラズマ 8：被加工物 9：下部電極  
10：アース線 11：気密コック 12：排気管 13：ケーブル 14：ケーブル 15：ケーブル 16：ケーブル 17：ケーブル COMP：コンピュータ RFG：高周波電源 MN：インピーダンス整合装

置 CH：反応室 RFD：反射波検出器 MCC：モーター制御装置  $M_1$ 、 $M_2$ ：モーター  $VC_1$ 、 $VC_2$ ：バリコン  $L_s$ ：直列コイル  $C_P$ ：並列コンデンサ SPK：ケース  $Z_c$ ：プラズマインピーダンス

$Z_n$ ：整合装置出力インピーダンス  $Z_m$ ：整合装置入力インピーダンス  $Z_g$ ：高周波電源出力インピーダンス  $V_P$ ：放電電圧波形  $Z_x$ ：任意のインピーダンス  $L_k$ ：リレーコイル  $Sw$ ：接点 CHL：チョークコイル  $V_{DC}$ ：プラズマの直流電圧波形  $P_a$ 、 $P_b$ ：電圧変動パルスの変動検出点  $t_a$ 、 $t_b$ ：変動検出点の時間的位置  $V_q$ ： $t_a$ 、 $t_b$ を基準に作られたスイッチングパルス波形  $t_q$ ：スイッチングトランジスタの ON 時間

$V_P'$ ：本発明を適用した時の放電電圧波形  $t_D$ ：制御スイッチの時間遅れ

$t_v$ ：プラズマの消失期間  $t_2$ 、 $t_4$ ：異常放電の最大値を示す時間的位置

$t_1$ 、 $t_2$ 、 $t_3$ 、 $t_4$ ：異常放電の時間的位置を示す波形  $t_s$ ：プラズマが安定状態になる時間的位置

$V_P''$ ：

【請求項 7】に関する放電電圧波形

$t_{N1}$ 、 $t_{N2}$ 、 $t_{N3}$ ：雑音電圧波形  $S$ ：放電電極面積  $\Delta S_n$ ： $S$ を  $n$ 個に分割した場合の微小面積

$d$ ：電極間距離  $\Delta Z_n$ ：微小プラズマ柱 1 個のプラズマインピーダンス  $Z_c$ ：放電電極から見たプラズマインピーダンス  $U_1$ ：コンパレータ  $U_2$ ：モノステープルマルチバイブレータ  $Q_s$ ：トランジスタスイッチ

$V_g$ ：高周波電源の出力電圧  $U_3$ 、 $U_4$ ：コンパレータ  $Q_{s1}$ 、 $Q_{s2}$ ：トランジスタスイッチ  $T$ ：トロイダルコア  $N$ ：直流励磁巻線  $\Phi$ ：直流励磁巻線による磁束  $\mu$ ：トロイダルコアの透磁率  $N_F$ ：高周波コイルの巻線  $\Phi_F$ ：高周波コイルによる磁束  $L$ ：高周波コイルの自己インダクタンス  $H$ ：磁化の強さ（アンペアターン） $Q_L$ ：高周波コイルのクオリティファクタ  $K$ ：スイッチ  $Q_g$ ：スイッチングトランジスタ

$P_B$ ：プローブ SPK2：ケース SPK3：ケース

【手続補正書】

【提出日】平成 13 年 3 月 9 日（2001. 3. 9）

【手続補正 1】

【補正対象書類名】図面

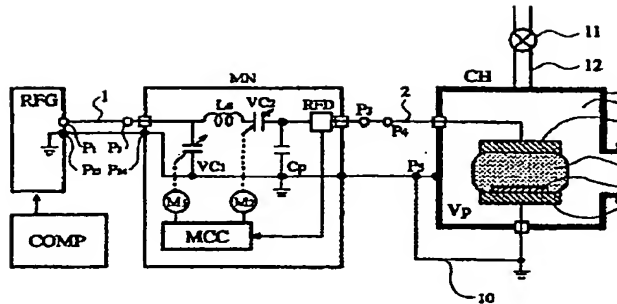
【補正対象項目名】全図

【補正方法】変更

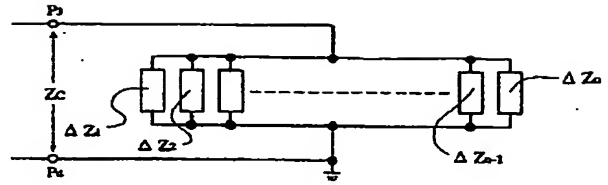
【補正内容】



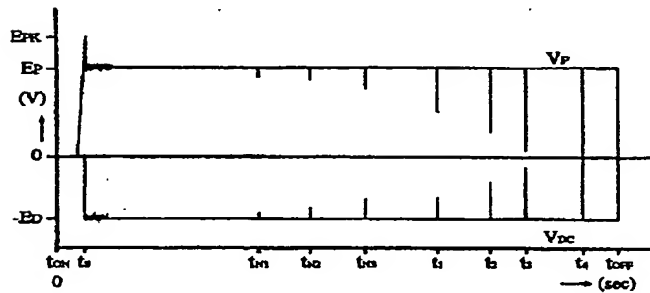
【図1】



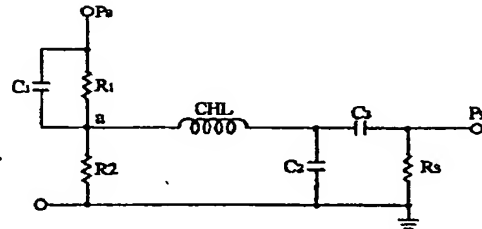
【図4】



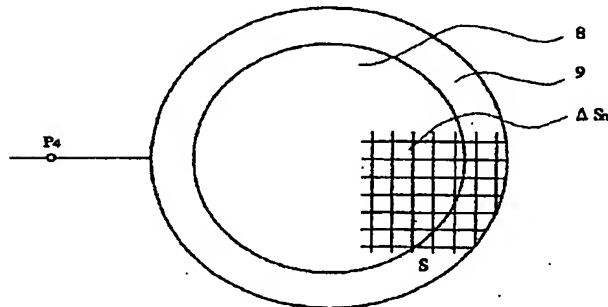
【図2】



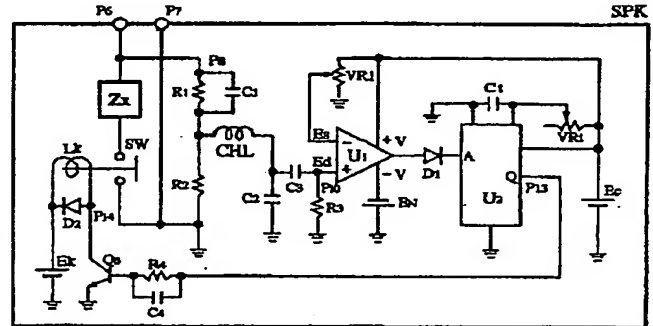
【図5】



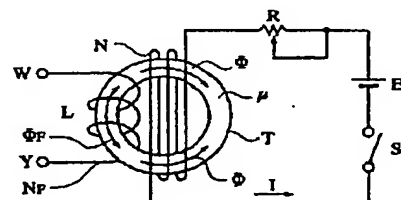
【図3】



【図12】

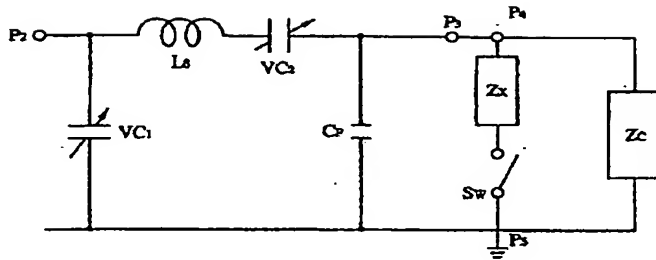


【図15】

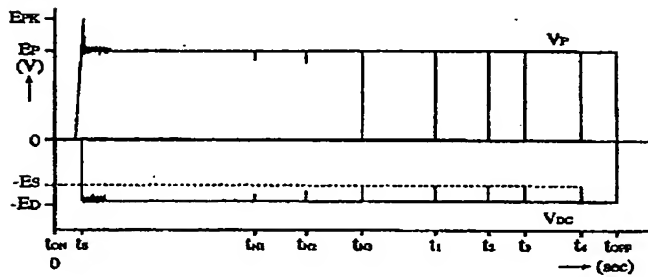




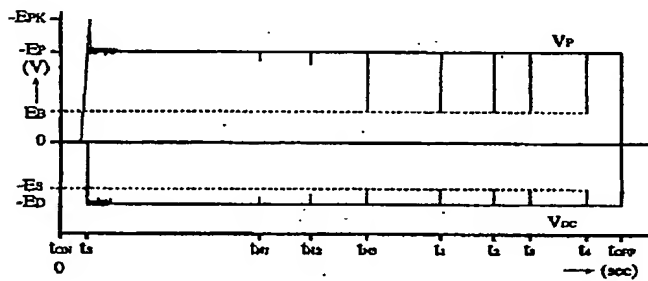
【図9】



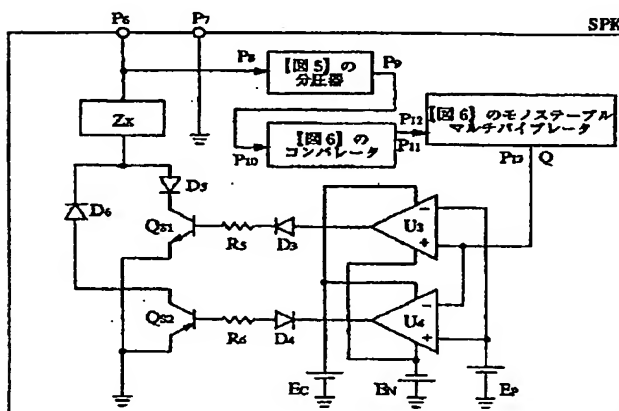
【図10】



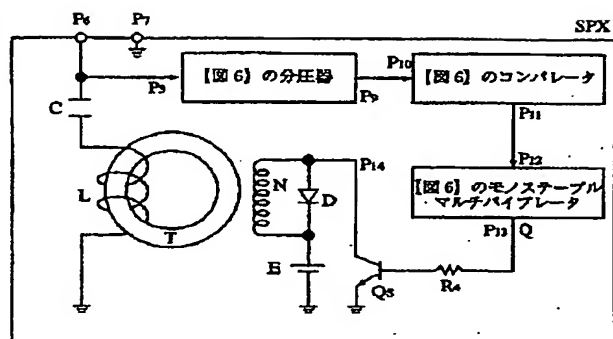
【図11】



【図14】

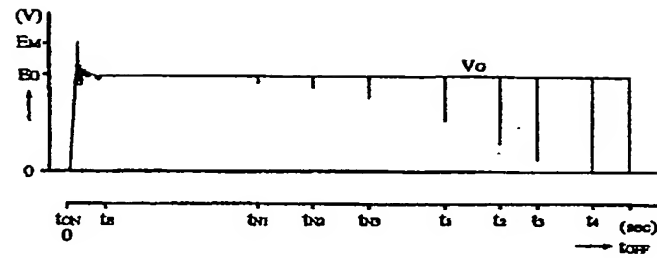


【図18】

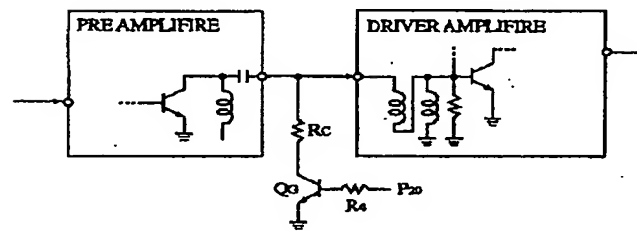




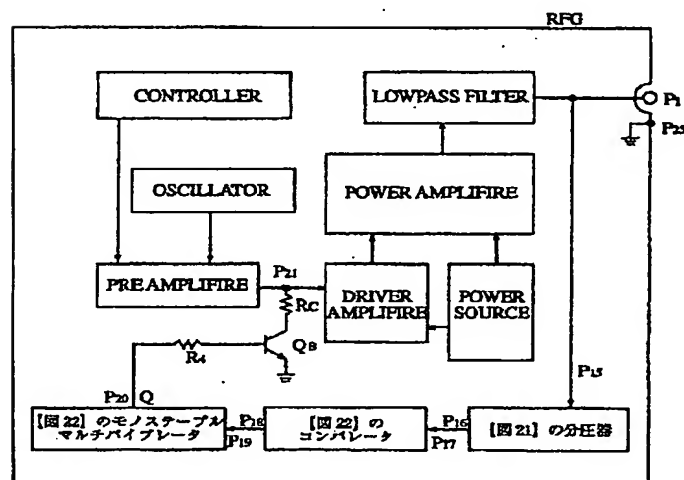
【図 20】



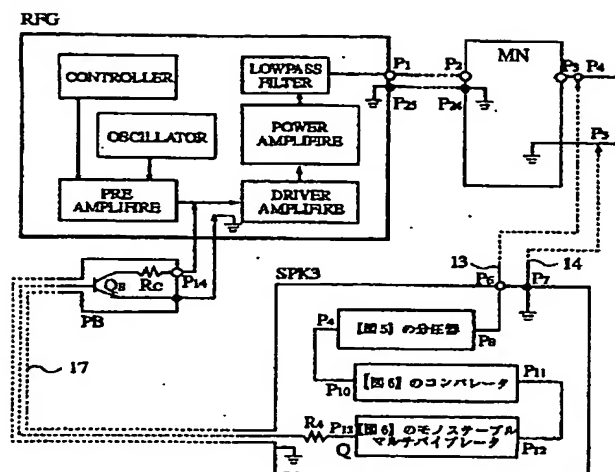
【図 23】



【図 25】



【図26】





## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-176034

(43)Date of publication of application : 21.06.2002

(51)Int.Cl.

H01L 21/3065  
H05H 1/00

(21)Application number : 2000-404031

(71)Applicant : FUJINO YOSHIO

(22)Date of filing : 08.12.2000

(72)Inventor : FUJINO YOSHIO

**(54) AUTOMATIC DEVICE FOR PREVENTING ABNORMAL DISCHARGE IN PLASMA ETCHING****(57)Abstract:**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To automatically prevent a semiconductor product from being damaged by abnormal discharge that occurs in a plasma etching process at the time of manufacturing the product.

**SOLUTION:** In order to prevent plasma etching which is to be performed while stable and normal glow discharge is made from its nature from growing to arc discharge due to abnormal discharge caused by unstable discharge in a partial area, the precursory signal of the abnormal discharge is detected and the thermal damage to the semiconductor product by the arc discharge is inhibited by temporarily interrupting or reducing high-frequency power in an early stage. In order to realize this means, a technique for temporarily diverting an impedance matching device which is indispensable to plasma formation to a high-frequency power control switch is developed and, in addition, an auxiliary control switch mechanism using a toroidal core is combined with the high-frequency control switch for making the control switch contactless.

**LEGAL STATUS**

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

**\* NOTICES \***

JPO and NCIPi are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

---

**CLAIMS**

---

**[Claim(s)]**

[Claim 1] In plasma etching, the pulse-like voltage variation which appears on an impedance matching equipment output terminal While recognizing it as the abnormality discharge phenomenon generating signal in the plasma, detecting the fluctuation initiation initial value of this pulse-like electrical potential difference and creating the switching pulse on the basis of that time location, with the auxiliary control switch formed independently On an impedance matching equipment output terminal line, by inserting the external impedance of arbitration in juxtaposition temporarily By the principle by which the synthetic impedance of a matching circuit changes suddenly and a current adjustment condition is mismatching-ized in an instant In actuation of the auxiliary control switch according to the timing of said switching pulse before the time amount progress in which impedance matching equipment is used as a high-frequency power control switch equivalent, and the gestalt of said abnormality discharge finally shifts to arc discharge The abnormality discharge automatic arrester of the method which is made to disappear or decrease the influence of the plasma temporarily, and prevents increase-ization of an abnormality discharge phenomenon.

[Claim 2] So that the magnetic flux generated in each may not interlink about a high-frequency power control switch Wind a high frequency coil and a direct-current exciting coil around a toroidal core, and if it increases and goes, the direct current of a direct-current exciting coil Self-inductance L of a high frequency coil decreases and goes with decline in the permeability  $\mu$  of a toroidal core. If a series resonant circuit is formed by this L and Capacitor C and this is made to add to the reactive element of the arbitration of the reactance network which constitutes an impedance matching circuit while using the property of the toroidal core proper which finally reaches a saturation phase The high-frequency power control switch which contactless-switch-ized impedance matching equipment equivalent by control of the direct-current exciting current of a toroidal core using the property that an adjustment condition is mismatching-ized with a big impedance change peculiar to a series resonant circuit.

[Claim 3] The pulse-like voltage variation which appears in an impedance matching equipment output terminal is recognized to be an abnormality discharge phenomenon generating signal about the impedance matching equipment used for plasma etching. If the external impedance of arbitration is added to the reactive element of two or more arbitration which constitutes an impedance matching circuit while detecting the initial value of that pulse-like voltage variation and creating the switching pulse on the basis of this time location A matching circuit uses an impedance matching circuit as a high-frequency power control switch equivalent based on the principle mismatching-ized in an instant. In an operation of the auxiliary control switch according to the timing of said switching pulse, before the time amount progress in which the gestalt of said abnormality discharge finally shifts to arc discharge Impedance matching equipment which carried out the interior of the abnormality discharge automatic prevention function of the method which is made to stop or decrease transmission power temporarily, and prevents abnormality discharge phenomenon increase-ization in the plasma.

[Claim 4] The pulse-like voltage variation reflected from an impedance matching equipment input terminal is recognized to be an abnormality discharge phenomenon generating signal in the plasma

about plasma etching. While detecting the initial value of this pulse-like voltage variation and creating the switching pulse on the basis of this time location, with the transistor switch controlled by this pulse By short-circuiting the RF signal circuit of the arbitration which constitutes an RF generator The abnormality discharge automatic arrester of the method which the high frequency output power supplied to the plasma before the time amount progress in which the gestalt of said abnormality discharge finally shifts to arc discharge is temporarily stopped or decreased using the means to which high frequency output power is made to switch, and prevents increase-ization of an abnormality discharge phenomenon.

[Claim 5] The pulse-like voltage variation which appears in the output terminal is recognized to be an abnormality discharge phenomenon generating signal resulting from the load plasma reflected from the impedance matching equipment input terminal about the RF generator used for plasma etching. While detecting that pulse-like voltage variation initial value and creating the switching pulse on the basis of this time location, with the electronic switch controlled by this pulse timing RF generator equipment which carried out the interior of the abnormality discharge automatic prevention function of the method which switches the high frequency signal circuit of arbitration, is made to suspend or decrease high frequency output power temporarily before the time amount progress in which the gestalt of said abnormality discharge finally shifts to arc discharge, and prevents abnormality discharge phenomenon increase-ization of a load.

[Claim 6] In plasma etching, the pulse-like voltage variation which appears in an impedance matching equipment output terminal is recognized to be an abnormality discharge phenomenon generating signal in the plasma. While detecting this pulse-like voltage variation initiation initial value and creating the switching pulse on the basis of that time location By short-circuiting the RF signal circuit of the arbitration which constitutes an RF generator from a transistor switch controlled by this pulse The abnormality discharge automatic arrester of the method which is made to suspend or decrease temporarily the high frequency output power supplied to the plasma before the time amount progress in which the gestalt of said abnormality discharge finally shifts to arc discharge using the means to which high frequency output power is made to switch, and prevents abnormality discharge phenomenon increase-ization in the plasma.

[Claim 7] About plasma etching, in order to prevent abnormality discharge phenomenon increase-ization in the plasma In case the main point of this invention of doubling timing with the initial value of abnormality discharge generating, making the influence of the plasma disappearing or decreasing, and preventing the damage by abnormality discharge generating is carried out, in order to make re-discharge after plasma hits easy, The abnormality discharge automatic arrester characterized by generating continuously the feeble discharge which the plasma was not vanished completely and adjusted experimentally.

---

[Translation done.]

**\* NOTICES \***

JPO and NCIPI are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

---

**DETAILED DESCRIPTION**

---

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Industrial Application] The field of the invention of this invention is related with plasma etching widely used for manufacture of IC, LED, liquid crystal, and other various semi-conductors.

[0002]

[Description of the Prior Art] The former and plasma etching are [Drawing 1]. It is alike, and it is carried out by the system which uses three kinds of equipments fundamentally [ the IMBI wardrobe adjustment equipment MN for transmitting RF generator RFG which is the reaction chamber CH and the electrical energy source of supply of plasma generating which perform etching processing, and high-frequency power to the plasma with maximum efficiency ] so that it may be shown. The whole system is managed by Computer COMP and efficient production by full-automatic-izing is performed. It is [Drawing 1] about actuation of the equipment relevant to this invention. It explains briefly \*\*\*\*\* and the following. The output terminal P3 of impedance matching equipment MN is connected to the input terminal P4 of a reaction chamber CH, and the output terminal P1 of RF generator RFG is connected to this input terminal P2 of MN with a coaxial cable 1. Workpiece 8 is placed on the lower discharge electrode 9 in a reaction chamber CH, and after carrying out evacuation to an exhaust pipe by the cock 11 after sealing a tub 3 by the airtight door 6, reactant gas 4 is enclosed by the constant pressure. It is [Drawing 5] when an RF generator is turned on in this condition. It is alike, and the discharge voltage VP started at the tON point continues a rise until discharge begins between the vertical electrode 5 and 9, glow discharge is started between 5 and 9 so that it may be shown, and VP falls to the fixed level EP at the same time the plasma 7 is formed. The maximum of VP at this time is EPK. If fixed discharge begins, impedance matching equipment MN will adjust variable condensers VC1 and VC2 by the motors M1 and M2 driven in the motor control circuit MCC which reacts with the output of the reflected wave detector RFD built in MN, and will perform tuning actuation so that formed output-impedance Zn of the impedance Zc of the plasma and IMBI wardrobe adjustment equipment may have consistency. For discharge voltage, it is unstable, fluctuation is large and the period when this actuation is performed is [Drawing 5] about the ending point of this starting period. \*\* tS showed. This impedance matching actuation is a property peculiar to a RF circuit, if adjustment cannot be taken, it will be reflected at the point having consistency, high-frequency power will not be enough transmitted to the plasma of a load, and generating of the plasma will become impossible depending on the case. Therefore, adjustment equipment is equipment with an indispensable plasma formation top. Henceforth, detailed explanation is omitted although plasma etching advances and goes to OFF, i.e., the tOFF point, of RF generator RFG.

[0003]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] Regardless of the class of workpiece, plasma etching is [Drawing 1]. It is alike and, usually is carried out by the shown equipment sequence. The biggest problem at the time of processing it by such system is sudden generating of local arc discharge, and is that some workpieces receive \*\* -destruction and defectives occur frequently. Naturally these

workpieces have many which have the ultimate fine structure, and that manufacture condition is delicate, furthermore these abnormality discharge developmental mechanics is the present condition which is not necessarily solved, and it can be said in having depended only on quality control that it is clear that defect generating of this kind cannot be prevented. It being especially a problem is not becoming clear, if the damage situation of defect generating does not result in the final-inspection process. It cannot check, if it does not wait for the final inspection even if a defective accumulates, before the production increase in efficiency by the computer backfires and knows. No, even if it understands by the final inspection, it is already too late and, now, otherwise, the fact of defect generating is not only checked. The reason which cannot but become such a situation is [Drawing 1] . It is because the \*\* system is not equipped with automatic suppression capacity to the occurrence of accident. The technical problem of this invention is controlling positively defect generating which gives an automatic avoid-accident function to a system in order to solve such a problem, and originates in abnormality discharge of arc discharge etc.

[0004]

[The means for solving invention] the summary of this invention detect the abnormalities discharge signal on the discharge electrode believe to be \*\*\*\* of arc discharge in plasma etching , and before the discharge gestalt leading to this signal shift to arc discharge with transition of time amount , in it , it be relate to the configuration of the equipment which prevent defect generating resulting from local arc discharge , without short time - intercept , or make the RF supply voltage which be the energy of plasma formation decrease extremely , and affect the processing itself . Many technical problems for attaining this purpose are complex and wide-ranging, and solution is not easy. Therefore, on these specifications, it verifies about the essence of the abnormality discharge signal which is the basis of this invention, and its judgment, and it is thought appropriate to carry out the sequential detailed explanation of the solution means about the following six items each one subsequently, and to go.

It is following [Function] about the solution means beyond the configuration of the examination 4-6 control switch about switching 4-5 re-discharge of four to creation 4 high-frequency power of four to detection [ of the abnormality discharge signal in generation 4-2 of the abnormality discharge wave in 4-1 ], and distinction 3 control signal. It explains in full detail serially by \*\*\*\*.

[0005]

[Function] According to the generation discharge theory of the abnormality discharge wave in 4-1, generally a discharge phenomenon is divided roughly into each gestalt of corona, normal glow, and abnormality glow, a spark, and an arc, and a plasma electron discharge method is performed in the stable normal-glow-discharge field in it. Like the latter, it concentrates locally greatly and the current density of each gestalt becomes unstable [ maintenance of a discharge condition ]. Therefore, when arc discharge is produced, the ingredient under processing will receive serious thermal destruction locally. Of course, since the difference of extent is produced in the magnitude on condition that discharge voltage and others even if it says at arc discharge and a mouthful, on these specifications, it will explain on account of explanation about the comparatively large-scale thing of extent to which the plasma itself disappears temporarily by one arc discharge. the amount which \*\* (ed) applied voltage of an electrode by the electrode current for convenience here, i.e., the plasma, -- an impedance -- if an amount is defined, this value is so large that it becomes the former very small in arc discharge.

[Drawing 8] \*\* -- [Drawing 1] It is the enlarged drawing of the part which has generated the plasma 7 in \*\*\*\*\* CH. However, the up electrode 5 was omitted with the front view here. I think that the gross area S of the lower electrode 9 was divided into n minute area  $\Delta S_n$  here. In d, then the plasma, it is [Drawing 8] about inter-electrode distance. As shown in \*\*\*\*\* , it can be considered that the plasma object with the detailed volume of  $\Delta S \cdot d$  exists in the vertical electrode 5, the line of electric force between nine, and parallel. namely, the whole plasma product --  $\Delta S_n \cdot d$  -- it is -- the plasma -- a confrontation -- the conductor of minute area -- it can have an electrode and the aggregate of the countless independent plasma column which aligned in parallel mutually can be regarded. Thus, if it thinks, no matter what discharge [ minute local ] it may produce into which part within the plasma, it will surely discharge inside a detailed plasma column, and it can be said that the prehension is possible.

This phenomenon caused abnormality discharge signal generation.  $\Delta Z$ , then the plasma impedance  $Z_c$  of the whole plasma are [Drawing 9] about the impedance of a detailed plasma column in every [ now and / this ] piece. As shown in \*\*\*\*\*, it becomes the juxtaposition composition value of the impedance of  $\Delta Z_n$  individual. here -- its attention should be paid -- it is the semantics which the language of juxtaposition shows and is that there is the description by which the whole value will be governed with the value of the one component in the case of parallel connection. When extreme, if one  $\Delta Z$  of a certain part is 0 ohm, no matter other remaining  $\Delta Z$  may be what values, the juxtaposition composition impedance is 0 ohm. It is so large that this inclination has  $\Delta Z$  close to 0 ohm, and discharge with a low impedance like arc discharge and other discharge gestalten with this comparatively high can be extremely distinguished by using this property.

It is [Drawing 10] about detection of the abnormality discharge signal in 4-2, and the example of the electrical-potential-difference detector of distinction this invention. It is alike and is shown. A resistance-type potential divider is constituted from R1 and R2, and the pressure of the P8 point high frequency high voltage which is a detecting point is lowered on IC level. Since R1 usually uses high resistance of 1 M ohm or more, it is unrelated to the condition of the plasma. C1 is the speed up capacitor of the minute capacity for detecting a pulse-like electrical potential difference, and does not affect actuation of the adjustment machine CH. A low pass filter is constituted from high frequency chokes CHL and C2, and a high frequency component is attenuated. While C3 and R3 pass only a part for a rapid change of a signal in a differential circuit, there is the description which does not affect it at all in basic actuation of systems, such as terminal point detection of an activity, from insensible \*\*\*\*\* at fluctuation of a loose voltage level.

[Drawing 5] \*\*, [Drawing 1] It is [Drawing 10] to \*\* P4 point. \*\*\*\*\* input P8 point is connected and the example which carried out long duration record of the voltage signal of a partial pressure points using the digital oscilloscope is drawn typically. However, this is what summarized the independent wave to one for convenience, respectively, and there is no relation between waves. Data were made into two kinds, discharge voltage (straight polarity cusp value electrical potential difference) VP and direct current voltage VD, and the period was performed over tOFF at the time of tON and a halt at the time of RF power application. Thus, observation sometimes discovers the voltage variation on a pulse with narrow width of face on a curve. Suppose in this that it is considered that the pulse-like wave in t1, t2, t3, and t4 is an abnormality discharge wave. The wave of tN1, tN2, and tN3 illustrated the noise wave for the comparison. Discharge voltage VP is expressed using what detected the forward half cycle of high-frequency voltage, and is equivalent to the envelope of a straight polarity cusp value wave. On the other hand, VD is direct current voltage generated at the same point as VP. Generally, although there is no room for direct current voltage to occur since high-frequency voltage is the sine wave of the positive/negative symmetry, as for the case of high frequency discharge, induction of the negative polar direct current voltage is usually surely carried out to a discharge electrode. This reason originates mainly in the pure physical property and fundamental properties of a plasma constituent, such as a distribution condition of ion, and a difference of mass of electrons, the size of mobility, the electric nonlinearity of the plasma and inter-electrode space charge, and relative harmonic content. Therefore, the value of VD may say that the value which collected the result of the discharge condition of the plasma in the time is shown. If 0 volt of VD(s) becomes, the plasma will have disappeared, and if an electrical potential difference is detected somewhat, it is shown that the weak plasma remains. This invention adopted a means by which observation of direct current voltage VD detected an abnormality discharge signal, paying attention to this singularity. Of course, since the straight polarity cusp value electrical potential difference VP, negative polarity cusp electrical-potential-difference-VP, and cusp value electrical-potential-difference VP-P are also changed to coincidence by fluctuation of the discharge impedance, they can use this etc. for the purpose of abnormality discharge signal detection.

[Drawing 5] By coming out, three pulses in t1, t2, and t3 understand that only the thing of t4 has reached 0 volt with maximum amplitude for the size of the amplitude, although VP of a certain thing and VD have not reached the level of 0 volt. In this case, it can judge as follows. It is the proof of the plasma itself having disappeared for a moment that VD of the pulse of t4 reached 0-volt level. That is, the

plasma connected too hastily locally by arc discharge. As for the pulse in t1, t2, and t3, the plasma is considered that the field carried out local discharge in part by discharge gestalten other than an arc. In this case, since it is high as compared with the case where a discharge impedance is an arc, it has not been influenced of [ to the extent that the whole plasma disappears ]. In this, most, the thing near arc discharge of t3 which has the large amplitude is spark discharge, and is judged a little to be a thing accompanied by risk on quality. Fear of a poor product is presumed to be what is not with extent in which a part of plasma of the thing of t1 and t2 probably shifted to the abnormal-glow-discharge field. According to this detection approach, the amplitude of an abnormality discharge signal is seen in this way, and there is an advantage to which the near aim of an abnormality discharge condition is given. Next, I will consider time amount until glow discharge shifts to the arc discharge which is the last gestalt of a discharge phenomenon. Generally in the case of the very large impulse voltage of initial energy like a thunder wave, becoming arc discharge suddenly is known well conventionally, without taking other discharge gestalten. In such a case, it is clear that it cannot respond at all by the method of this invention. However, since it shifts to arc discharge and goes arc discharge one by one, some of those fields changing to small-scale abnormality discharge by a certain destabilizing factor, and taking various discharge gestalten at this time as the abnormality discharge by plasma etching performs processing like the above-mentioned using quiet and stable glow discharge with small energy, naturally this takes time amount. This reason is [Drawing 5]. It can prove by it being alike, setting and various kinds of discharge gestalten being detected. Because, it will be [Drawing 5] if it is difficult [ time ] in arc discharge to result. It is because the abnormality discharge signal on all VD(s) come out of and detected should have reached 0-volt level altogether like [ in t4 ]. Thus, if it thinks, the summary of this invention which is going to utilize effectively time amount progress until abnormality discharge shifts to arc discharge can be said to be a thing practical enough in the applicability. The conclusion shown in each following item was obtained by the above consideration.

4-2-1 Generating of abnormality discharge is detectable by monitoring the pulse-like voltage variation on the transmission line continuously.

4-2-2 Abnormality discharge feeble [ how ] is also detectable in the form of pulse-like voltage variation.

4-2-3 It is a discharge gestalt with what [ nearer to arc discharge ] has the larger amplitude of an abnormality discharge signal.

4-2-4 That to which the cusp value of an abnormality discharge signal has not reached the level of 0 volt is the discharge gestalt before reaching arc discharge, and the probability of a product used as an excellent article is high.

4-2-5 That from which the cusp value of an abnormality discharge signal was set to the level of 0 volt is the proof which produced arc discharge locally, and most products become a defect.

4-2-6 The result of 4-2-5 term means that the plasma itself disappeared. 4-2-7 In order for normal glow discharge to shift to arc discharge, require appropriate time amount.

As mentioned above, it verified about generating of an abnormality discharge signal, its detection approach, and a judgment. Here, it is [Drawing 1] about the detecting point of an abnormality discharge signal. Although considered as the \*\* P4 point, in fact, it is not limited to this, and if it becomes on a RF transfer-of-power track, P1, P2 point, etc. are detectable anywhere similarly. It is because sudden change of the plasma impedance by abnormality discharge serves as an electrical-potential-difference reflected wave and the whole transmission line is reached.

With the abnormal-voltage signal with which it was supplemented based on creation, next above-mentioned verification of 4-3 control signal, since it is necessary to create the control pulse for switching high-frequency power, this typical circuit and actuation are explained below.

[Drawing 10] The output P9 of a \*\*\*\*\* circuit is connected to a P10 point comparator input. In this case, [Drawing 10] Since a dc component is cut by \*\* C3, the level shift of the negative signal of P7 point VD is carried out to touch-down level, and an abnormal-voltage signal is changed into the electrical-potential-difference pulse which starts VD from 0 volt.

[Drawing 3] \*\* -- [Drawing 5] The time-axis of \*\* t2 and the t4 neighborhood is expanded partially.

[Drawing 3] [Drawing 10] above-mentioned [ the abnormality discharge signal on a \*\* VD curve ]



[Drawing 11] It detects by \*\*\*\*\*. If reference voltage is set as ES by VR1, the moment the comparator P9 point input voltage of U1 reached ES, the output of U1 will start from a negative polarity field more than a straight polarity threshold. this point -- [ -- [Drawing 3] \*\* and this time are  $t_a$  and  $t_b$  at \*\* Pa and Pb point. By this standup pulse, the trigger of the generator terminal input of the monostable multivibrator U2 combined for the output and diode D1 of U1 is carried out. Since a generator terminal input has the property which starts on the contrary and cannot carry out a trigger by the pulse, the plasma does not produce the derangement on actuation from insensible \*\*\*\*\* after disappearance or attenuation for a moment in the voltage variation of the standup produced at the moment of recovering. Here, diode U1 is inserted in order to forbid the input voltage of monostable multivibrator from becoming negative. It is [Drawing 4] when the trigger of U1 is carried out. It is alike, and the output voltage VQ of Q terminal of a mono-table multivibrator maintains H level only for the time amount of  $t_Q$  so that it may be shown. Considering the rate of a supplement of an abnormality discharge signal etc., although it can be set as arbitration by VRt, since  $t_Q$  performs actuation whose plasma disappears or decreases only the period of  $t_Q$ , even if it takes this not much greatly, it is meaningless and cannot say it as a best policy. Here, although the fundamental actuation performed in an analog circuit was described, other suitable approaches may be used, and even if U1 uses a piece voltage regulator, it does not interfere. When there is the need of detecting very low minute discharge of signal level, since the signal included in a comparator U1 may be amplified by another op amplifier and the strictness on a property is not required in this case, it is technically easy.

High-speed switching of the high-frequency power beyond number 100W follows extraordinary difficulty technically on general switching of 4-4 high-frequency power. For example, in the case of an owner contact switch, in the case of a contactless switch, although improvement in the speed will probably be possible, examination of the contact quality of the material accompanying reflection of the power by sudden change of the withstand voltage between contacts, and a transmission impedance, the time lag of actuation by enlargement, and increase of a current etc. \*\*, such as reduction-izing of reflection by technical solution of bidirection-izing of lack of a limit of usable upper limited frequency, withstand voltage, and current capacity, the dependability of a semiconductor device, and the one-way nature seen by the semiconductor device and impedance sudden change, and the difficult problem which should be solved have accumulated. Therefore, with the conventional commonsense approach and a means, it must be declared that it is impossible to manufacture the high-speed switch of high-frequency power each time according to the specification of the equipment concerned. However, this invention requires solution of the high-speed switching technique of this high-frequency power, considering that main point. It was based on this situation and the technique in which technical \*\*\*\* [ more than ] could be overcome was developed as a result of research. The approach is described below. If the approach of high-speed switching of this high-frequency power is summarized, it will be the approach of using seemingly impedance matching equipment indispensable to plasma formation as a switch of a piece. Since this uses what already conforms to the equipment concerned, new problems, such as a power failure, are not produced at all. Impedance matching equipment is [Drawing 1] . As shown in \*\* MN, two reactances are made adjustable in two or more reactive elements which constitute a matching circuit so that output-impedance  $Z_n$  of adjustment equipment MN may become a \*\*\*\* impedance to the input impedance  $Z_c$  of a reaction chamber CH. When this match condition is fulfilled, all the high-frequency power transmitted from the power source is absorbed by the plasma of a load, reflective power is not produced, but if it is mismatching, it is reflected with adjustment equipment and high-frequency power cannot reach a load. The ambiguous field of adjustment exists in the middle of this condition, in this case, 100%, although it is not total reflection, some power reflection is seen, and only that part will be in the condition that the supply voltage to a load decreases. At the time of a steady state, it is [Drawing 1] so that reflective power may decrease most, namely, so that adjustment can be taken. \*\*M and M2 motor perform tuning actuation. If the maximum electric power of adjustment equipment which can be passed cares about the magnitude of a component and generation of heat to constitute, there is especially no limit on the theory and, generally it is used abundantly at the power source more than KW class. Here, when actuation of above-mentioned adjustment equipment is seen from another side face, it turns



out that this is exactly actuation of a switch. That is, an adjustment condition is ON of a switch and the power which high-frequency power is supplied to a load about 100% at this time, and a mismatching condition is equivalent to OFF of a switch, and reaches a load at this time is because it is set to 0 by total reflection. Therefore, what is necessary is just to make adjustment equipment only change into a mismatching condition compulsorily for erasing the plasma. The value of each component which combined two or more reactive elements which constitute the matching circuit is [Drawing 1] even if the reactance of which part changes transitionally, since it has consistency in the current plasma impedance ZC regularly. The motor for \*\* tuning cannot operate in an instant, but this change makes a mismatching condition immediately without a time lag. Therefore, if only the value according to extent of the target mismatching changes the reactance of the piece of arbitration temporarily in an instant, the high-speed high-frequency power switch as a means of this invention is realizable. It is [Drawing 12] about a concrete principle. It is alike and is shown. This is an example of an adjustment machine switch which adds the impedance ZX new to juxtaposition to juxtaposition with an auxiliary switch SW at CP among the matching circuits which consist of four reactances, VC1, LS, VC2, and Cp, and changes a match condition temporarily. Theoretically, an impedance ZX may be added to the reactance of which part, and the items of ZX can choose the network by Resistance R or this combination as arbitration depending on Capacitor C, Inductor L, and the case. The system which can change and is, in short, carrying out current adjustment of the reactance composition value of the component concerned by addition of components, such as this, should just become mismatching. Thus, although an impedance ZX can be set up broadly experimentally, it is appropriate to usually use Capacitor C independently. Generally it is the purpose of stabilization of glow discharge, and is because the electrical potential difference has the drooping characteristic, a matching circuit can expect influence reduction of the plasma also according to this transitional shunt effect to the load current by this method which inserts C in a load at juxtaposition and there is effectiveness of killing two birds with one stone. Although this adjustment machine switch has a possibility of damaging an RF generator in the big reflected wave produced at the time of the mismatching of an OFF condition and it is unsuitable for a general application, since there is the description that OFF-on principle time amount is very short, in this invention, especially the limit on use is not needed. As mentioned above, the high-speed high-frequency power switch of the type which diverts impedance matching equipment to some other purpose temporarily was realizable. The description is listed as the following conclusions. [Claim 1] of this invention [Claim 2] And [Claim 3] It is materialized considering using this switch of \*\*\*\*\* as a premise.

- (b) The interior of IMBI wardrobe adjustment equipment does not have the need for reconstruction.
- (b) It is controllable by the output terminal P3 besides Case MN, or one P4 point point.
- (c) Since controllable high-frequency power is already determined as rated power of adjustment equipment, it does not need to mind at all.
- (d) It is independently applicable to the structure inside adjustment equipment MN, power, and a manufacture name.
- (e) The high-frequency power of KW class is controllable by the very small impedance component.
- (\*\*) In the case of the power line period of HF band, L of a reactive element and the value of C are 10-7 to 10-5 (H), and 10-11 - 10 -10 (F) extent sensibly, and the transient response is very early, therefore high-speed.

Detection of the abnormality discharge signal in (g) and control of high-frequency power can carry out at the same point.

Next, the effectiveness at the time of carrying out the hits of the plasma by the above-mentioned abnormality discharge signal is explained.

[Drawing 4] \*\* -- [Drawing 11] It is what showed the relation of the control voltage VQ and discharge voltage VP of the \*\* transistor switch QS, and after VQ starts, back VP of the time lag of TD plunges to 0 volt, and it turns out that the plasma disappeared. You may say that TD is the unescapable time lag of a high-frequency power switch, its one where this is naturally smaller is desirable, and the success or failure of this invention are in this point. At this time, it is [Drawing 3] . The abnormality discharge of t4

which must be alike, should set and should turn into arc discharge cannot turn into arc discharge any longer. Discharge voltage VP' which should be impressed to a discharge electrode is [Drawing 4]. It is because supply of the energy which continues local abnormality discharge will be cut off as a result of entering within the plasma disappearance section tV in \*\* t4. Thus, by the method of this invention, it can be concluded that the arc discharge more than a certain level cannot be existed in the plasma. It is [Drawing 6] about the all-inclusive result when applying this invention. It is alike and is shown. [Drawing 5] [Drawing 6] Although the wave of VP in t4 and VP' will tend to mix up both drawings at the same point if it compares, these contents completely differ. Namely, conventional [Drawing 5] In \*\* VP, since arc discharge occurred, the plasma disappeared according to the short circuit operation, and it is [Drawing 6]. In \*\* VP', before becoming arc discharge, the plasma was erased compulsorily. Moreover, it is [Drawing 5] like the above-mentioned. It turns out that it responded also by the abnormality discharge signal in t1, t2, and t3 which come out and cannot become arc discharge conventionally, or the noise signal in agnogenic TN3, and the plasma has disappeared. In adopting this invention, this property does not produce un-arranging at all in essence. Generally, to a plasma-etching activity requiring several minutes of processing time, this plasma disappearance time amount is about 0.05 seconds per time, and since that time amount ratio is about 2/10,000, the time loss on an activity may be disregarded. it -- a cause -- including an unknown noise, to all the abnormality signals that have a doubt, the direction which answered sees from the main point of this invention, and can call it a best policy. Furthermore, if required, amplifying and using an abnormality discharge signal will also be considered as mentioned above. Probably, this will be effective as a cure against small-scale arc discharge of extent which cannot disappear the plasma, although it is the matter which should be determined experimentally to the last. This invention is because there is little time loss as the reason which is not was explained above \*\*\*\*\* about effect in any way at a plasma-etching activity. the examination about 4-5 re-discharge -- after the plasma next loses -- [drawing 4] The problem which recovers the plasma is considered in a \*\* tV second. The re-discharge after discharge hits is [Drawing 5]. If it compares with discharge starting in the initial state shown at tS section, there are particulars like a degree. That is, it is [Drawing 1] to sudden change of the load impedance at the time of a discharge halt. Don't follow mechanically the motors M1 and M2 for \*\*\*\*\* in an instant, but maintain the last adjustment condition as it is. A gas system pressure and others be completely eternal. The ion and electron which should serve as \*\*\*\* of discharge starting be full. Moreover, sufficient electrical energy for discharge continuation should hold the last value. \*\*\*\*\* . For this reason, re-discharge just behind hits is performed comparatively easily. In addition, it advances 1 step and is [Drawing 7]. It is [Drawing 6] about the level of \*\* VP." \*\* -- you do not drop on 0-volt level like, but make it fall to EB bolt altogether Although it does not have any longer only the electrical energy which can shift to arc discharge from glow discharge on the level of EB bolt, the electrical energy of feeble glow discharge and continuable extent is in the condition currently held. The approach of realizing this condition is [Drawing 12]. In a \*\*\*\*\* Fig., it can carry out comparatively easily that what is necessary is just to determine that an impedance ZX will be in this condition experimentally. Thus, since any trouble cannot be found and it can return to the plasma of the original power immediately when not suspending discharge completely but making weak discharge continue, especially discharge starting can tell a very effective method to the bottom of processing conditions, such as a presentation of difficult reactant gas, and a pressure.

Although the high frequency large power switch can turn on all load currents and it can switch off was realized without converting adjustment equipment in any way by four to configuration 4 term of 4-6 control switch, the control switch for operating this adjustment equipment practical is required. Since only slight power is consumed by the control switch, current capacity may be small, but the high-frequency voltage of the high voltage is impressed, and since high speed is moreover required, advanced level is required technically. This configuration may be called important problem in connection with the success or failure of application of this invention.

[Drawing 2] The control switch SW which can be boiled and set is what used small power relay, and fits comparatively small-scale equipment. Generally, rating of one small power relay can obtain the number

mSec of the operating times, the contact proof pressure of several kV, and an about [ contact current 20A ] thing, and suits the purpose of this invention in many cases. Since it is an owner contact, it is non-polar, and a configuration is so small that a RF is also usable.

[Drawing 13] It is alike, and contact Swl-Swn of two or more small power relays is connected to a serial, it connects each exiting coil Lkl-Lkn to juxtaposition, and what was shown increases a scale. If it does in this way, the whole working speed will be equivalent to one case, and contact pressure-proofing will increase to the multiple of the serial number. When using a relay, it is thought that this method suits the purpose of this invention most.

[Drawing 14] it is the example which used and made the transistor of QS1 and QS2 non-polar as a control switch of \*\*. In the case of a transistor switch, a working speed is early, but naturally the polarity of a current appears only in one piece, since it is inconvenient to the general control top of a reactance load, two sorts of transistors, npn and pnp, QS1 and QS2 are connected to juxtaposition here, and Q output signal of a multivibrator is processed with comparators U3 and U4 for timing adjustment of each base current. Diodes O5 and O6 are inserted in each collector in order to raise hard flow pressure-proofing of QS1 and QS2. However, when what is necessary is just to be able to acquire effectiveness regardless of effectiveness, the above-mentioned bidirection is disregarded and only transistor 1 circuit can expect actuation. Anyway, since the high frequency circuit of the high voltage is an object, use of the constraint on the specification of a transistor body to a transistor may be difficult.

[Drawing 18] the new method adopted in this invention of \*\* -- [Claim 2] Since a patent claim is come out and carried out, the control switch of this method is explained in full detail below.

[Drawing 15] In a \*\*\*\*\* Fig., this method realizes the contactless switch by the variable-inductance element which used the toroidal core T as a control switch. It is the requirement of a configuration to have not interlinked mutually the coil NF for RFs wound around the toroidal core T and direct-current exiting coil N. Therefore, in the magnetic flux which does not carry out induction of the electrical potential difference to N in the RF magnetic flux produced in NF, but is conversely produced in N, induced voltage is not produced in NF. If direct-current magnetic flux is saturated with the property of the quality-of-the-material proper of T by the permeability  $\mu$  of the toroidal core T decreasing with increase of the intensity-of-magnetization H ampere-turn (AT) which will be decided by the number of turns of I and N if a direct current I is increased with the variable resistor R here, permeability  $\mu$  will serve as min. At this process, self-inductance L of high frequency coil NF decreases in proportion to  $\mu$ , and is [Drawing 16] . Moreover it is alike, and it changes with direct-current intensity-of-magnetization H linearly ranging from the maximum Lmax to the minimum value Lmin so that it may be shown, QL of high frequency coil NF has the description which seldom changes but is kept almost constant by intensity-of-magnetization H.

[Drawing 17] The principle in the case of coming out and using this variable-inductance element as a control switch is explained. VC1, VC2, LS, and CP are reactance networks which constitute an adjustment machine. Although which could be targetted in the above-mentioned reactive element for making it change a match condition, the method which inserts the inductance L of a toroidal coil and the series circuit of Capacitor C in CP and juxtaposition here was illustrated. In this case, the series resonant circuit of L and C operates as a control switch. Therefore, although this series resonant circuit must bear high-frequency voltage equivalent to a load in a steady state, if the value of series capacitor C is taken small and the serial impedance at the time of detuning is made into size, this power consumption will be very slight, it will end, and there will be especially no problem. If the direct-current exciting current I of the toroidal core T is made to increase quickly in this condition, the inductance of a toroidal coil L will decrease rapidly to Lmin or its neighborhood. As a result of the direct-current impedance of L and C and the synthetic impedance of CP changing suddenly naturally, the reactance network adjusted at the current time lapses into a mismatching condition in an instant, and serves as actuation of Switch OFF. What is necessary is just to decide a constant to start series resonance by Lmin, or the inductance L and series capacitor C of the neighborhood to take change of a serial impedance to max. Since QL is essentially high, as for this circuit, the good resonance state is acquired. Moreover, when producing a time lag in excitation actuation in the time constant which a dc energisation circuit has, an exciting

current with feeble extent which does not have effect in actuation can be solved by always passing. Thus, when a toroidal coil is used as a control switch of adjustment equipment, a non-contact, high-reliability, a high speed, high pressure-proofing, large frequency characteristics, large power capacity, QL size, big allowable-overload nature, and the big advantage of long lasting \*\* are acquired, and it accepts as the optimal thing for the application of the auxiliary switch of this method. The term of the configuration of 4-6 control switch is finished above. A solution means is [Drawing 2] until now. It was the method which is alike, dedicates a package of a component for solving in Case SPK so that it may be represented, and carries out external [ of this ] to a reaction chamber CH or adjustment equipment MN. However, even if the means of this invention does not stop at this method and carries out the interior of the component into the case MN of adjustment equipment itself theoretically, it can be materialized. [Drawing 1] It is alike and sets, and the result of the output terminal is the same even if they move the detecting point of an abnormality discharge signal, and the control point of a high-frequency power switch to the interior of adjustment equipment MN, since the input terminal P4 of a reaction chamber CH and the output terminal P3 of adjustment equipment MN are these potentials. It is [Drawing 12] when it does in this way. The location which adds the external impedance component ZX for \*\*\*\*\*-izing with Switch SW becomes possible about all of not only the capacitor CP but other reactive elements, and has the advantage which can expect the improvement in the engine performance by degree-of-freedom increase of a design. The case of SPK new naturally becomes unnecessary and its convenience also improves.

[Drawing 19] An example of the impedance matching equipment which added the abnormality discharge prevention function of \*\*\*\*\* is shown. Here, unlike the former, the control switch was inserted in the node of LS and VC2, and the example which made the control effectiveness improve further was shown. In the above, a solution means to use adjustment equipment as a high-frequency power switch was explained. however, the first rank, such as a pre amplifier circuit of the RF generator which is a generation source of not only the method that switches high-frequency power to technical-problem solution of this invention in the part where the so-called power level is high as mentioned above but power, -- it turns out that it is not what is theoretically contradictory in any way even if it turns on and carries out OFF control in the part of a circuit where power level is very low. Thus, the method which switches high-frequency power in the part where power level is low is explained below. Although it is necessary to detect an abnormality discharge signal first in this invention, since an abnormality discharge signal originates in sudden change of the plasma impedance of a load, the reflected wave from the adjustment equipment by this impedance mismatch can choose this as a detecting point, as a result of being certainly transmitted to this input terminal P2 and the RF power-outlet terminal P1. The greatest advantage in the case of performing high-frequency power switching in the part where power level is low is that a powerful transistor switch can apply easily, and it is because it is controllable if it turns on and turns off by the power of the pre amplifier level of the power source also with high-frequency power big [ how ].

[Drawing 20] \*\* -- [Drawing 5] although it is an example of a \*\* case, simultaneously the abnormality discharge signal produced in P2, since a direct current signal VDC is prevented by VC2, it needs to detect the negative going pulse of VG.

[Drawing 21] It is an example of this detector containing \*\*\*\*\*, and is [Drawing 10] . A difference is a point which is detecting the RF signal straight polarity half cycle cusp value for the diode Dd for detection.

[Drawing 22] \*\* U1 is a comparator for detecting a negative going pulse. Other circuitry and actuation are [Drawing 10] . Since it is the same as that of what was come out of and explained in full detail, it omits here.

[Drawing 22] It is [Drawing 23] about an example of the control system in the case of turning on and turning off high-frequency power by the \*\* switching transistor QG. It is shown in a \*\*\*\*\* Fig. This is [Drawing 22] about the pre amplifier output of RF generator RFG. It is made to ground through Resistance RC with the \*\* transistor switch QG. Since it can adjust with the value of RC, output power in case [ this ] a RF signal will be short-circuited by RC if QG is turned on, and the output power of

RGF is turned off is [Drawing 7] . Control which was come out of and described is easy. What is necessary is for the output terminal of an oscillator to be sufficient as the node of RC, and just to set it as the part of arbitration experimentally.

[Drawing 24] It is the example which put the \*\*\*\*\* means in practical use.

[Drawing 24] It is alike, it sets and is [Drawing 21] . [Drawing 22] The cables 15 and 16 for signal detection drawn from the case SPK 2 which carried out the interior of the \*\*\*\*\* are combined by T mold coaxial connector etc. to the input terminal P2 of impedance matching equipment MN, and the output terminal P21 of the probe-like metal casing PB which enclosed the transistor QG for control with the end of the cable 17 for control drawn from another side SPK 2 is connected to the target control point on the printed circuit board inside an RF generator. This wiring is for making a RF signal circuit into the shortest and losing the effect of [ on actuation ] . This method is above-mentioned [Drawing 2]. a \*\* case -- differing -- the detecting point of an abnormality discharge signal, and the detecting point of high-frequency power -- separate -- not becoming -- although it does not obtain but can say that it is disadvantageous in that the interior of an RF generator requires small-scale reconstruction, the point which can switch high-frequency power to a high speed by the high-frequency transistor of high performance compensates such disadvantage, and has more than thing.

[Drawing 24] Although the \*\* unusual discharge signal detection point was taken between the input terminal P2 of impedance matching equipment MN, and the output terminal P1 of RF generator RFG and the abnormality discharge signal was caught as a reflected wave of impedance matching equipment MN, this detecting point may be set as the output terminal P3 of Above-mentioned MN, and it is this configuration, and is [Drawing 24] . even if it performs high-frequency power control of \*\*\*\*\* , all results are the same and are \*\* which \*\* with the main point of this invention. Next, [Drawing 25] It is [Drawing 24] in the case of \*\*\*\*\* RFG. The interior of the \*\* unusual means for preventing discharge is carried out, and the main point of this invention is realized. If it does in this way, it becomes unnecessary, convenience of the degree of freedom which it not only increases, but can design internal circuitry freely improves, and the external equipments SPK [ SPK and ] 2 can expect improvement in the engine performance further. Especially the merit that can use exclusive electronic switches, such as an analog switch, is large. It is [Drawing 26] to the last. \*\* -- [Drawing 2] Carrying out direct detection of the abnormality discharge signal to this generating point from the input terminal of the nearest reaction chamber CH similarly, control of high-frequency power consists of main point performed in the pre amplifier section of the very low RF generator of power level. Since a detecting signal can observe the dc component of the plasma and control of high-frequency power can be performed with one small transistor of high performance a top that the detection approach is easy and positive if it does in this way, there is an advantage with very early switching.

[0006]

[Example]

[Example 1]

[Claim 1] [Example 1] It is [Drawing 2] about \*\*\*\*\* . It was alike and was shown.

[Drawing 2] \*\* -- [Drawing 10] The detector and [Drawing 11] which are alike and contain the shown potentiometer Impedance matching equipment MN is used as a high-frequency power switch by the approach of turning on and turning off relay contact SW in the control circuit which consists of the \*\* comparator U1, monostable multivibrator U2, and the transistor switch QS, and extrapolating the external-impedance circuit ZX to the reactance network of impedance matching equipment MN.

[Claim 1] The advantage of \*\*\*\*\* is the point that signal detection and power control can be performed to coincidence at one point, P4 [ for example, ].

[Example 2]

[Drawing 13] \*\* -- [Claim 1] The [example 2] been alike and based It is the block diagram which \*\*\*\* (ed).

[Drawing 13] \*\*, [Drawing 2] Extend the example of \*\*, the number of relays is made to increase, and it is made to put in practical use further. Although two or more relay contact is connected to a serial and contact pressure-proofing increases number twice, the working speed of the relay group by which the

exiting coil was connected to juxtaposition has the description of being the same as that of one case. Other actuation is [examples 1]. It is the same.

[Example 3]

[Drawing 14] \*\* -- [Claim 1] The [example 3] been alike and related It is a \*\*\*\*\* block diagram.

[Drawing 14] \*\* [an example 1] Although same actuation is performed, it is that which formed the relay with contact into the-less contact with a transistor switch, and is advantageous in respect of improvement in the speed of operation and high-reliability. In order to acquire non-polar [ the / as actuation of a relay with contact / same ], it connected with juxtaposition with NPN and two sorts of transistors of PNP, and in order that positive/negative both directions may operate this, each base signal is made with the comparator of U3 and U4.

[Example 4]

[Claim 2] It is [an example 4] about the example been alike and based. It carries out and is [Drawing 18]. It is alike and the block diagram is shown.

[Drawing 18] It is the non-contact controlling element which was realized by the new design unlike switching devices, such as a relay of \*\*\*\*\* , and a transistor. Impedance matching equipment, a switch, and the point to be used are [Drawing 2]. [Drawing 13] [Drawing 14] \*\* -- [Claim 1] Although it is the same as that of a \*\* case, the configurations of the control switch completely differ, and it is [Claim 2] about this. It carried out. This method uses a toroidal core for a control switch, changes L by controlling the direct current of the exiting coil which inserted the inductance L of a toroidal coil, and the series resonant circuit of Capacitor C in juxtaposition, and established them in the output of the reactance network of adjustment equipment MN independently, and is developed by the principle which is going to use a big change of that resonant impedance for adjustment equipment mismatching-ization.

[Drawing 18] It is what carried out the interior of the design more than \*\* to Case SPK, and this example of use is [Drawing 2]. It is completely the same.

[Example 5]

[Claim 3] It is [an example 5] about the example been alike and based. It carries out and is [Drawing 19] about the configuration. It was alike and was shown.

[Drawing 19] \*\* -- [Claim 1] And [Claim 2] It is alike, the interior of the component of shown this invention is carried out to the interior of the case of impedance matching equipment MN, and it is made to become independent as impedance matching equipment with an abnormality discharge prevention function. This [Claim 3] \*\*\*\*\* is [Claim 1] as a result of the degree of freedom of the control point selection to the interior reactive element of design up increasing, when convenience increases, since others do not take attachment. Compared with a \*\* case, the advantage which can expect the further improvement in the engine performance is \*\*.

[Example 6]

[Claim 4] It is [an example 6] about the example been alike and related. It carries out and is [Drawing 24]. It was alike and the block diagram was shown.

[Drawing 24] Since it supplements with a \*\* unusual discharge signal as a reflected wave from impedance matching equipment, while choosing the input terminal P2 as a detecting point and connecting with a case SPK 2 by cables 15 and 16, the probe-like case PB which enclosed the transistor QG for control is established at the tip of the cable 17 drawn from SPK2, this is extended in the case of RF generator RFG, and output terminal P21 point is connected to a power control section. The working speed of the advantage of this method is [ control ] an easy thing early.

[Example 7]

[Drawing 25] \*\* -- [Claim 5] It is the block diagram showing \*\*\*\*\*.

[Drawing 25] The interior of the \*\*\*\* of the abnormality means for preventing discharge of \*\*\*\*\* is carried out to the interior of an RF generator. If it does in this way, others will not take attachment at all but convenience will increase. Moreover, the optimal circuit of switching can be collectively designed by the design stage of an RF generator, and the further improvement in the engine performance can be measured.

[Example 8]



[Drawing 26] \*\* -- [Claim 6] It is the block diagram showing \*\*\*\*\*. This is [Claim 1]. The point of performing the switch of high-frequency power in the pre amplifier part of an RF generator with low power level although an abnormality discharge signal is detected from the input terminal P4 point of a reaction chamber CH is [Claim 1] like a \*\* case. It is a different method. The advantage of this method is that detection of an abnormality discharge signal is trustworthy and switching of high-frequency power is early.

[0007]

[Effect of the Invention] Although the conventional cure against accident in plasma etching was a passive thing based on a vast quantity of quality control data, when the signs of generating were acquired by application of this invention, it was able to acquire the very active and positive accident cure effectiveness of corresponding by 1:1 for every one accident each time, for the first time by it. By this method, it did not operate at all without the signs of the occurrence of accident, and since the actuation was also a pulse-short time, the usual working condition was not affected. Especially, the big advantage like a degree was able to be acquired according to the epoch-making effectiveness of diverting impedance matching equipment to some other purpose temporarily as a high-frequency power control switch. That is, this is [Drawing 18] which dedicated a package of a component of this invention to the small case. It is it could be alike and were able to develop independent goods as shown. The description is listed next about the use effectiveness of these goods.

(\*\*) Since an abnormality discharge signal detection point and a high-frequency power control point are the same points, these goods operate only by connecting with two electric wires to the equipment concerned.

(\*\*) It is theoretically unrelated to the size of the scale of a plasma etching system, structure, a wiring method, a manufacturer name, rated power, the load current, and discharge voltage, and, in any cases, can respond unconditionally mostly.

(\*\*) Actuation of only a cell is also possible and is noise cure top profitableness and simple nature size.

(\*\*) There are few elements which produce secular change and it has high-reliability.

(\*\*) Almost can be used by no adjusting.

(\*\*) Don't need a new consumption raw material.

Although an example and effectiveness of commercialization of this invention were shown above, the greatest effectiveness of being in charge of adoption of this invention is the economical effectiveness after all. If it compares with the huge economical investment scale of the whole plasma etching system sequence The investment cost which application of this invention takes is so small that it can be disregarded, and the defect generating damage by abnormality discharge of an expensive work material is automatically repeated unconsciously continuously regularly by investment of this level, and it is unconditionedness. Since aid can be given without certainly needing an excessive consumable material, it will not be an overstatement even if it says that there is that [ no ] to which the effectiveness of this invention surpasses this.

[0008]

---

[Translation done.]